

# **Determinação da energia produzida por um gerador eólico de baixa potência**

*João Rui Barros Matos*

**Dissertação de Mestrado**

Orientador:

Professor Doutor João Pedro Barata Rocha Falcão Carneiro

Coorientador:

Professor Doutor Fernando Gomes de Almeida



**Mestrado Integrado em Engenharia Mecânica  
Ramo de Automação**

Porto, 22 de Julho de 2016



## Resumo

Este trabalho tem como finalidade analisar soluções para a medição da energia produzida por um gerador eólico de baixa potência, a ser usado como fonte de energia de uma boia para monitorização oceânica. A inclusão de um gerador eólico numa boia oceanográfica tem como objetivo aumentar a sua autonomia, diminuindo as necessidades de manutenção. Por forma a permitir um correto dimensionamento energético dos sistemas que incorporam a boia e uma adequada monitorização da energia gerada, é importante ter um sistema de medição da energia fiável, preciso e facilmente integrável nos sistemas de transmissão e recolha de dados da boia.

Como o sistema eólico de geração de energia considerado neste trabalho utiliza um gerador trifásico, cujo sinal é posteriormente retificado, a potência elétrica gerada apresenta um carácter oscilatório de amplitude não desprezável e com frequências até 390 Hz. No entanto, os sistemas comercialmente utilizados para a medição da potência gerada podem desprezar essa oscilação, pelo que é importante avaliar o erro introduzido.

Para esse fim, foi criado um modelo do gerador eólico a implementar na boia. Esse modelo, que pretende ser uma boa aproximação ao aerogerador existente, é constituído por uma turbina do tipo Savonius, um gerador elétrico de íman permanente, uma ponte retificadora e uma bateria. A partir deste modelo foi possível obter, para várias condições de vento, o comportamento da corrente e da tensão elétricas geradas.

Na parte final da presente dissertação foram analisadas diferentes arquiteturas de sistemas de medição da potência média gerada, bem como estudados e comparados os erros por eles cometidos.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.



# **Assessment of the energy produced by a low power wind generator**

## **Abstract**

This work aims to analyse solutions for the measurement of energy produced by a low power wind generator, to be used as an energy source for an oceanographic buoy. The inclusion of a wind generator in an oceanographic buoy aims to increase its autonomy, reducing its maintenance needs. In order to enable a correct dimensioning of the systems that incorporate the buoy and ensure proper monitoring of the energy generated, it is important to have a reliable and accurate power measurement system, that can be easily integrated with the transmission and acquisition of data systems of the buoy.

As the wind energy generation system considered in this work uses a three-phase generator with subsequent rectification, the electric power generated has an oscillatory character of non-negligible amplitude and frequencies up to 390 Hz. However, commercially available systems for power measurement may disregard this oscillation and so it is important to evaluate the error introduced.

To this end, it was created a model of the wind generator to implement in the buoy. This model, which is intended to be a good approximation to the existing wind turbine, comprises a Savonius type turbine, a permanent magnet electric generator, a bridge rectifier and a battery. From this model it was possible to obtain, for various wind conditions, the behaviour of the generated electrical current and voltage.

In the final part of this dissertation different architectures for average power measuring systems were analysed and their measuring errors were compared.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

## Agradecimentos

Em primeiro lugar os meus agradecimentos aos meus orientadores, Professor Doutor Fernando Gomes de Almeida e Professor Doutor João Pedro Barata Rocha Falcão Carneiro, pelo acompanhamento e motivação que me deram, partilha de conhecimentos e disponibilidade.

Agradeço também ao Eng. Pedro Melo e ao Eng. Miguel Silva da W2A pela ajuda na medição dos parâmetros do gerador.

Um agradecimento especial à minha família, não só pelo apoio durante a realização desta tese mas também ao longo de todo o percurso que fiz até aqui. Estou também muito agradecido ao meu pai e à minha mãe por se terem esforçado em perceber um assunto muito fora das suas especialidades de forma a poderem rever o meu trabalho.

Por fim, agradeço aos meus amigos por me acompanharem e ajudarem no percurso de tentar perceber a engenharia mecânica. Em especial à Joana e à Beni que mesmo cheias de trabalho gastaram parte do seu tempo para rever e me ajudar na escrita desta dissertação.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

# Conteúdo

<b>Resumo</b>	<b>i</b>
<b>Abstract</b>	<b>iii</b>
<b>Agradecimentos</b>	<b>v</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Descrição do problema . . . . .	2
1.2 Sistemas de medição de energia ou potência para corrente contínua . . . . .	4
1.3 Estrutura da tese . . . . .	8
<b>2 Modelo do sistema</b>	<b>9</b>
2.1 Modelo da turbina . . . . .	9
2.2 Modelo do gerador . . . . .	14
2.2.1 Estimação de parâmetros . . . . .	17
2.3 Modelo da ponte de díodos . . . . .	20
2.4 Modelo das baterias . . . . .	21
2.5 Modelo completo . . . . .	24
<b>3 Obtenção e análise de resultados</b>	<b>29</b>
3.1 Wattímetros . . . . .	34
3.2 Multímetros . . . . .	35
3.3 Amostragem rápida . . . . .	41
3.3.1 Velocidade do vento de 27 m/s . . . . .	41
3.3.2 Velocidade do vento de 5 m/s . . . . .	42
3.3.3 Seleção do número de bits . . . . .	43
3.4 Dispositivos <i>True RMS</i> . . . . .	45
3.4.1 Método dos três voltímetros . . . . .	50
<b>4 Conclusão</b>	<b>55</b>

<b>Referências</b>	<b>57</b>
<b>Anexo A Folha de especificações do aerogerador</b>	<b>59</b>
<b>Anexo B Folha de especificações da bateria</b>	<b>61</b>
<b>Anexo C Folha de especificações da ponte de díodos</b>	<b>65</b>

## Lista de Figuras

1.1	Gerador eólico LE-v150. . . . .	2
1.2	Esquema de funcionamento do aerogerador. . . . .	3
1.3	Tensão retificada, com gerador em vazio, a 176 rpm. . . . .	4
1.4	Dois esquemas para a medição de energia em sistemas DC. . . . .	5
1.5	Princípio de funcionamento e circuito de medição. Adaptado de Webster (2003). . . . .	5
1.6	Wattímetro térmico baseado em termopares. Adaptado de Webster (2003). . . . .	6
1.7	Esquema de um circuito para um transdutor de potência por efeito de Hall. Adaptado de Webster (2003). . . . .	7
2.1	Vista de topo e de frente da turbina com definição das dimensões relevantes. . . . .	10
2.2	Dados experimentais para $\lambda = 0,028$ e curva de aproximação. . . . .	11
2.3	Dados experimentais para $\lambda = 0,19$ e curva de aproximação. . . . .	11
2.4	Dados experimentais para $\lambda = 0,24$ e curva de aproximação. . . . .	12
2.5	Dados experimentais para $\lambda = 0,35$ e curva de aproximação. . . . .	12
2.6	Relação entre o coeficiente de performance ( $C_p$ ), o $\theta$ e o $\lambda$ . . . . .	13
2.7	Modelo CAD da turbina. . . . .	13
2.8	Circuito equivalente dos enrolamentos em estrela do estator (MATLAB, 2015). . . . .	14
2.9	Esquema do tipo construtivo de uma máquina síncrona. Adaptado de MATLAB (2015). . . . .	16
2.10	Tensão medida entre fases do gerador com recurso a um osciloscópio. . . . .	19
2.11	Tensão simulada entre fases a e b. . . . .	19
2.12	Esquema elétrico de uma ponte de díodos. . . . .	20
2.13	Comportamento de um diodo linear. . . . .	21
2.14	Diagrama de blocos do modelo de bateria usado. Adaptado de MATLAB (2015). . . . .	22
2.15	Característica típica de descarga de uma bateria, a corrente constante. . . . .	23
2.16	Curvas de descarga bateria (escala esquerda) e erro do modelo (escala direita) em função do tempo (em escala logarítmica). . . . .	24
2.17	Diagrama de blocos do sistema completo. . . . .	26
2.18	Relação entre potência média elétrica gerada e velocidade do vento. . . . .	27
3.1	Dados usados da velocidade e direção do vento ao longo de um dia. . . . .	30
3.2	Dados usados da velocidade e direção do vento ao longo de 11,7 minutos de um dia. . . . .	30
3.3	Evolução da potência para diferentes velocidades do vento. . . . .	31

3.4	Evolução da corrente e da tensão para velocidade do vento de 27 m/s. . . . .	32
3.5	Evolução da potência para velocidade do vento de 27 m/s. . . . .	33
3.6	Diferença entre potência e potência amostrada a 2 e 15 Hz, com velocidade do vento de 27 m/s. . . . .	34
3.7	Diferença entre integral da potência real e integral da potência amostrada a 2Hz. . . . .	35
3.8	Erro relativo na medição da energia amostrada a 2Hz. . . . .	35
3.9	Potência gerada e potência calculada com base nas medições de dois multímetros. . . . .	37
3.10	Erro na leitura da potência média usando multímetros de $3\frac{1}{2}$ dígitos. . . . .	38
3.11	Erro na leitura da potência média usando multímetros de $4\frac{1}{2}$ dígitos. . . . .	38
3.12	Erro na medição de energia através de dois multímetros de $3\frac{1}{2}$ dígitos, com velocidade do vento de 27 m/s. . . . .	39
3.13	Erro relativo no cálculo da potência gerada com perfil de vento variável. . . . .	39
3.14	Erro relativo no cálculo da energia gerada com perfil de vento variável. . . . .	40
3.15	Potência “real” e potência calculada com base nas medições de dois multímetros. . . . .	40
3.16	Potência, potência amostrada e medidas de precisão da amostragem. . . . .	42
3.17	Erro máximo absoluto entre a média da potência “real” e a média da potência amostrada em função da frequência de amostragem. . . . .	42
3.18	Conversor <i>true RMS</i> . . . . .	45
3.19	Comparação da resposta de um conversor <i>true RMS</i> modelado e real (Linear Technology, 2011). . . . .	46
3.20	Erro na medição de energia com um conversor <i>true RMS</i> . . . . .	47
3.21	Relação entre o fator de potência e a potência aparente. . . . .	49
3.22	Evolução do erro de medição da energia, com e sem correção do fator de potência (velocidade do vento variável). . . . .	49
3.23	Erro máximo absoluto entre a média da potência aparente e a da potência aparente amostrada em função da frequência de amostragem. . . . .	50
3.24	Método dos três voltímetros. . . . .	50
3.25	Erro na medição da energia através do método dos três voltímetros. . . . .	52
3.26	Erro relativo na medição da energia através do método dos três voltímetros. . . . .	52
3.27	Fator de potência calculado pelo método dos três voltímetros. . . . .	53



## Lista de Tabelas

2.1	Coeficientes da equação (2.6) para diferentes valores de $\lambda$ . . . . .	11
2.2	Valores medidos da indutância por par de fases. . . . .	17
2.3	Parâmetros usados no modelo da ponte de díodos. . . . .	20
2.4	Parâmetros usados para modelar as baterias. . . . .	23
3.1	Erro cometido na amostragem da potência para velocidades de vento diferentes. . . . .	43
3.2	Resolução da conversão analógico para digital para diferente número de bits. . . . .	44
3.3	Erro máximo na medição de potência para diferente número de bits do ADC. . . . .	44
3.4	Fator de potência para diferentes velocidades do vento. . . . .	48

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

# 1. Introdução

Com a sempre crescente procura de energia, as fontes convencionais tornaram-se cada vez mais escassas, surgindo a necessidade de gerar energia a partir de fontes renováveis. A componente ambiental apresenta também grande importância na sociedade atual, sendo necessária a redução global do consumo de combustíveis fósseis por forma a diminuir os danos resultantes das emissões de dióxido de carbono. Há, por isso, uma necessidade óbvia de encontrar fontes alternativas de energia. As fontes de energia renováveis incluem a energia solar, captada através de coletores solares e painéis fotovoltaicos, a energia maremotriz, captada da energia potencial decorrente das variações do nível do mar ou da energia cinética resultante das correntes marítimas. Estão incluídas ainda a energia geotérmica, aproveitada diretamente (por exemplo em termas), através de bombas de calor geotérmicas ou com aproveitamento direto de fluidos geotérmicos em centrais a altas temperaturas e a energia eólica, captada através de turbinas eólicas.

Os dois principais tipos de turbinas eólicas são as turbinas de eixo horizontal (HAWT - *Horizontal Axis Wind Turbine*) e as turbinas de eixo vertical (VAWT - *Vertical Axis Wind Turbine*). As HAWT são a configuração mais popular, devido à maior eficiência em grande escala e são por isso as mais estudadas. As VAWTs apresentam várias desvantagens em relação às HAWTs. As turbinas de eixo vertical, para grandes potências, necessitam de utilizar pás de maiores dimensões relativamente às turbinas de eixo horizontal, para varrer a mesma área, ou seja, para terem a mesma potência disponível no vento. Por outro lado, para as instalações de baixa potência o panorama é bastante diferente, em particular em zonas de alta montanha, em zonas com ventos e rajadas muito fortes e em zonas urbanas onde as HAWT não conseguem ser uma fonte de energia fiável. Também em zonas de ventos relativamente constantes, ideais para sistemas de eixo horizontal, as VAWT têm vantagens, como o menor ruído produzido e menores custos de manutenção (Riegler, 2003).

Neste trabalho serão estudados sistemas de medição de energia para aerogeradores eólicos de baixa potência. O aerogerador em causa é de eixo vertical do tipo Savonius, figura 1.1, e será implementado em boias oceanográficas, no âmbito do projeto RAIA.TEC do Centro de Monitorização Oceânica da Universidade do Porto, com o objetivo de criar uma rede de plataformas de observação marítima que “permitam obter informação meteo-oceanográfica, em tempo real, ao longo da costa galaico-portuguesa” (OCEANUS, 2016). A incorporação de uma fonte de energia renovável permitirá aumentar a autonomia destas boias, reduzindo o esforço de manutenção. A medição precisa da potência e da energia gerada pela turbina eólica, de forma autónoma e facilmente incorporável nos sistemas de armazenamento e transmissão de dados existentes na boia, apresenta elevada importância de modo a garantir o correto dimensionamento

energético do equipamento que é introduzido na boia.

Tendo em conta o crescimento das aplicações da eólica de baixa potência e a crescente preocupação com a eficiência dos sistemas energéticos, torna-se importante ter sistemas fiáveis de medição da energia produzida. Neste trabalho pretende-se avaliar o erro dos sistemas de medição de potência ou energia, disponíveis no mercado, adequados à aplicação em apreço.

O estudo será maioritariamente teórico, iniciando-se com a criação de um modelo matemático capaz de descrever o sistema de geração de energia. O modelo deverá ser uma boa aproximação ao sistema existente, permitindo avaliar as variáveis elétricas associadas para várias situações de funcionamento. A partir do modelo deverá ser possível tirar ilações acerca do comportamento do sistema e concluir sobre a validade dos produtos disponíveis no mercado para medição de potência e energia.



Figura 1.1 – Gerador eólico LE-v150.

## 1.1 Descrição do problema

Este trabalho pretende desenvolver um modelo do gerador eólico de baixa potência *LE-v150 Vertical Axis Turbine*, de forma a avaliar o rigor dos sistemas de medição de potência e energia usados atualmente.

O aerogerador, em esquema na figura 1.2, é composto por:

- uma turbina, responsável por transformar a energia do vento em energia mecânica,
- um gerador, responsável por transformar a energia mecânica da turbina em energia elétrica,
- uma ponte retificadora, que transforma a tensão trifásica criada no gerador numa tensão contínua.

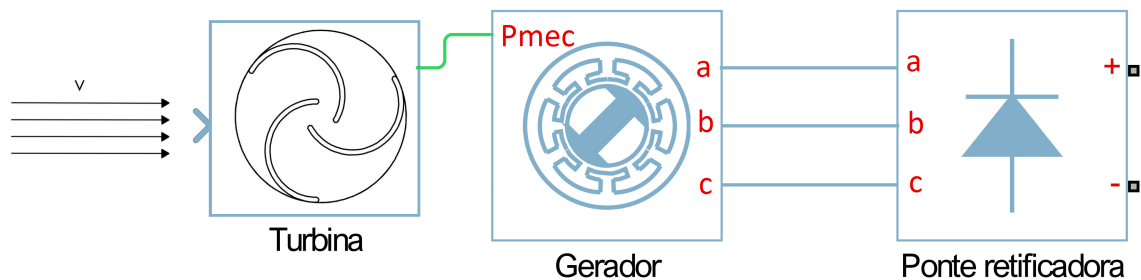


Figura 1.2 – Esquema de funcionamento do aerogerador.

Conforme se vê nas figuras 1.1 e 1.2, a turbina é uma turbina eólica do tipo Savonius, acoplada diretamente a um gerador trifásico de ímã permanente, que por sua vez está ligado a uma ponte retificadora. Deste conjunto resulta a curva de potência apresentada no gráfico do Anexo A, e uma tensão de saída 24 V. O aerogerador admite como velocidade máxima do vento 27 m/s, e como velocidade mínima (velocidade a partir do qual ele começa a produzir energia) 4 m/s.

A potência que se pretende medir não é a potência à saída do gerador, mas a potência retificada, porque o gerador eólico apenas disponibiliza ao utilizador os terminais DC da ponte retificadora. A tensão à saída da ponte retificadora apresenta uma certa oscilação, evidenciada na figura 1.3. Esta oscilação tem como consequência que a potência gerada não é constante ao longo do tempo mas tem ela própria uma oscilação. O sistema de medição deve, por isso, ter características tais que de esta oscilação não surja um erro de medição da potência significativo.

Os aparelhos disponíveis no mercado apresentam, no mínimo, períodos de amostragem de 400 ms. Na figura 1.3 o gerador está a rodar a uma velocidade de 176 rpm e claramente, mesmo esse período de amostragem é grande demais para que seja possível amostrar corretamente. Para além disso, a velocidade de 176 rpm é uma velocidade relativamente baixa, o gerador em funcionamento deverá atingir velocidades superiores, o que significa uma frequência mais elevada. De facto, a velocidade máxima registada (simulada) foi de 652 rpm para um vento de velocidade constante igual a 27 m/s, que é a velocidade máxima do vento permitida para este aerogerador segundo o fabricante, Anexo A.

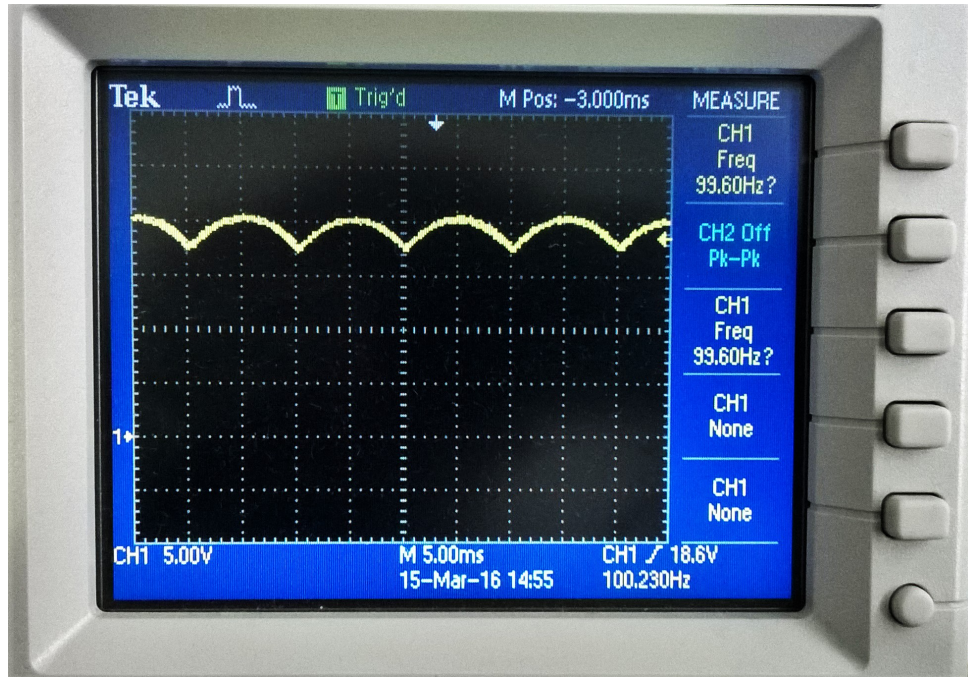


Figura 1.3 – Tensão retificada, com gerador em vazio, a 176 rpm.

## 1.2 Sistemas de medição de energia ou potência para corrente contínua

Existem várias técnicas para a medição de energia ou potência em instalações elétricas, sendo que a maioria só é adequada para instalações de corrente alternada, trifásica ou monofásica. Os sistemas de medição para corrente contínua são mais escassos sendo que a medição, em princípio, é mais simples. A potência é definida pelo trabalho efetuado por unidade de tempo e dimensionalmente é expressa como joule por segundo,  $J s^{-1}$ , o que pode ser expresso na equação (1.1).

$$J s^{-1} = J C^{-1} \times C s^{-1} = V \times A \quad (1.1)$$

Onde:

$J$ , são joule,  
 $s$ , são segundos,  
 $C$ , são coulomb,  
 $V$ , são volts,  
 $A$ , são ampere.

Em circuitos de corrente contínua (DC) a potência elétrica ( $P$ ) dissipada por uma carga ( $c$ ) pode ser calculada pela equação (1.2).

$$P = V_c \times I_c \quad (1.2)$$

Onde:

$V_c$ , é a tensão aplicada à carga,

$I_c$ , é a corrente que passa na carga.

Para circuitos DC a potência pode ser geralmente medida usando um voltímetro e um amperímetro de acordo com um dos esquemas da figura 1.4. Na figura 1.4a o voltímetro mede a queda de tensão na carga e no amperímetro. Na figura 1.4b o amperímetro mede a corrente que passa para a carga e para o voltímetro. Estas interferências entre aparelhos introduzem erros a que normalmente se dá o nome de erros de inserção (Webster, 2003).

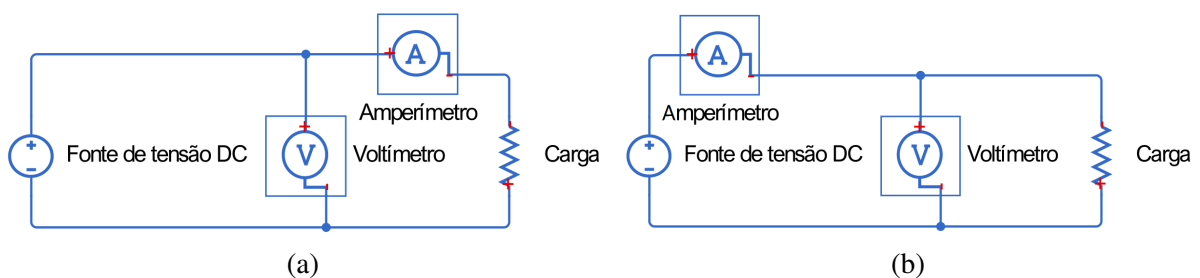


Figura 1.4 – Dois esquemas para a medição de energia em sistemas DC.

Um dos sistemas mais comuns para a medição de potência é composto por duas bobinas fixas ligadas em série e uma bobina móvel, solidária com o ponteiro, posicionada entre as duas fixas. O binário produzido na parte móvel é proporcional à corrente que passa nas bobinas fixas multiplicado pelo que passa na bobina móvel. Nas bobinas fixas passa a corrente para a carga, enquanto na bobina móvel passa uma corrente proporcional à queda de tensão na carga (Guedes, 1994). Na figura 1.5 está representado em esquema o funcionamento deste aparelho.

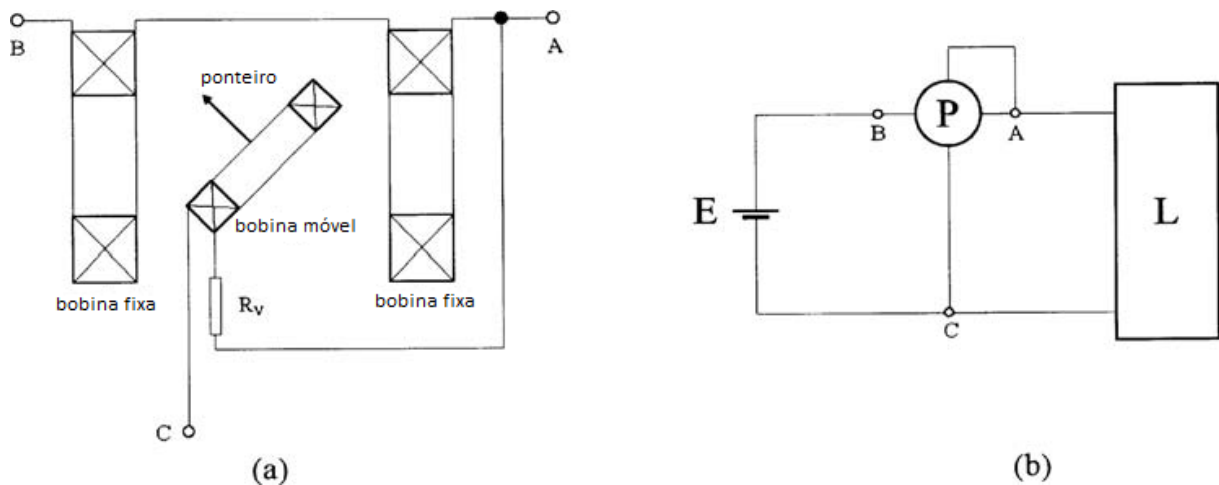


Figura 1.5 – Princípio de funcionamento e circuito de medição. Adaptado de Webster (2003).

Sendo este aparelho um dispositivo eletromecânico torna-se difícil a obtenção de valores para sistemas em que as condições se alterem rapidamente. Como será visto no capítulo 3,

é necessário, que o sistema de medição apresente resposta a frequências não desprezáveis e por isso este sistema não será adequado. Para além disso, este sistema também não permite armazenar ou processar as informações em formato digital, o que impossibilita a utilização remota.

Uma alternativa que funciona para qualquer frequência e forma de onda de corrente e tensão são os wattímetros térmicos. Estes instrumentos baseiam-se em dois termopares cuja tensão de saída é proporcional ao quadrado dos valores *RMS* da corrente que passa em dois elementos de aquecimento. O princípio de funcionamento é mostrado na figura 1.6. Se uma corrente  $i_L$  estiver a passar na resistência *S* devido à carga *L*, então surge em *S* uma diferença de tensão, e por isso as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são diferentes.

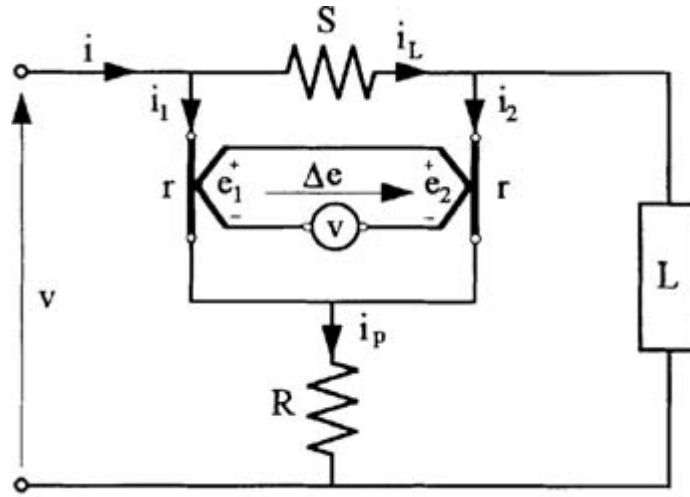


Figura 1.6 – Wattímetro térmico baseado em termopares. Adaptado de Webster (2003).

Na situação da figura 1.6, o voltímetro mede  $\Delta e$ , que é proporcional à diferença entre a energia dissipada em cada elemento de aquecimento (*r*), sendo possível escrever a equação (1.3).

$$\Delta e = k(i_1^2 - i_2^2) = k(i_1 + i_2)(i_1 - i_2) \quad (1.3)$$

Sabendo que:

$$i_p = i_1 + i_2 \quad (1.4)$$

e que:

$$S i_L + r i_2 - r i_1 = 0 \Leftrightarrow i_1 - i_2 = i_L \frac{S}{r} \quad (1.5)$$

Fazendo  $k_1 = k \times S/r$ , podemos reescrever a equação (1.3) como:

$$\Delta e = k i_p i_L \frac{S}{r} = k_1 i_p i_L = k_2 v(t) i(t) = k_2 P \quad (1.6)$$



Onde:

$P$ , é a potência elétrica.

Wattímetros baseados no princípio térmico permitem a obtenção de resultados precisos, mesmo em casos de sinais altamente distorcidos. De modo a garantir bons resultados são necessários cuidados especiais aquando da colocação destes aparelhos, de forma a não sofrerem interferências térmicas de outras fontes. O facto de as grandezas a determinar serem medidas através de uma temperatura faz com que o tempo de resposta destes aparelhos seja longo.

Outra possível abordagem a este problema, passa por usar o efeito de Hall para realizar a multiplicação da tensão e da corrente. A tensão  $v_H(t)$  num sensor de efeito de Hall é proporcional ao produto de duas grandezas.

$$v_H(t) = R_H i(t) B(t) \quad (1.7)$$

Onde:

$R_H$ , é a constante de Hall,

$i(t)$ , é a corrente que passa pelo sensor,

$B(t)$ , é a indução magnética.

Na figura 1.7 a potência é indiretamente medida através de um voltímetro ( $v_H$ ). Se considerarmos que  $v_x(t) = k_1 i_v(t)$  e que  $i_L(t) = k_2 B(t)$ , podemos escrever a equação (1.8).

$$P = v_x(t) \times i_L(t) = k_1 k_2 i_v(t) B(t) = v_h(t) \frac{k_1 k_2}{R_H} \quad (1.8)$$

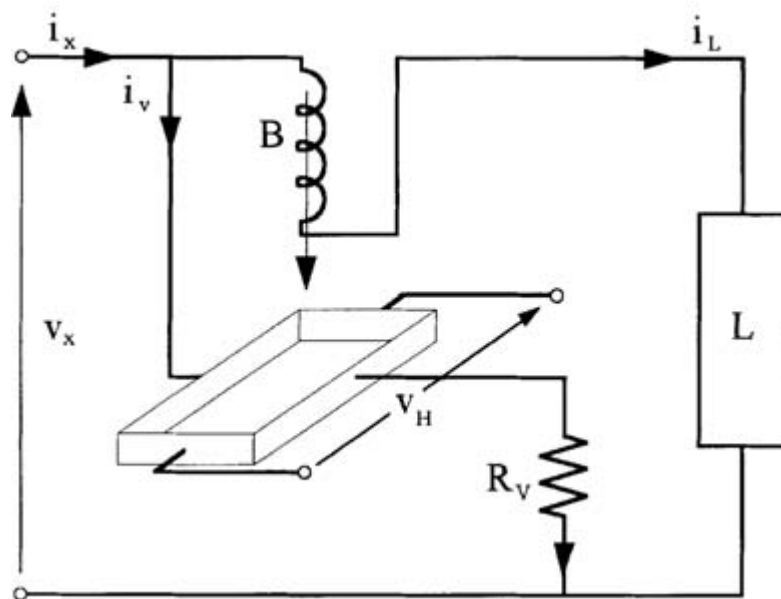


Figura 1.7 – Esquema de um circuito para um transdutor de potência por efeito de Hall. Adaptado de Webster (2003).

Mais recentemente, com o avanço da eletrônica digital, o processo de medição de potência tem passado a ser realizado por amostragem de tensão e corrente, e posteriormente por processamento digital dessa informação. Como os circuitos eletrônicos só aceitam, normalmente, sinais em tensão e não em corrente, são utilizados sensores de efeito de Hall, ou, em alternativa, *shunts* de modo a converter a corrente numa tensão que lhe é proporcional. De forma a garantir que os valores amostrados representam totalmente as grandezas que estão a ser medidas, é necessário o sistema conseguir amostrar a uma frequência no mínimo duas vezes a maior frequência presente no sistema. A largura de banda normalmente é imposta pelo ADC (*Analog to Digital Converter*) e não pelo sensor de Hall/*shunt*. Os sensores de Hall podem facilmente ter frequências de resposta de 100 kHz. Os *shunts*, teoricamente, apresentam frequências de resposta infinita, visto serem supostamente resistências puras, na realidade para frequências muito altas começam a notar-se os efeitos da indutância.

Os sistemas que vão ser estudados baseiam-se na amostragem, direta ou indireta, da corrente e da tensão geradas, seguida de um processamento digital.

### 1.3 Estrutura da tese

O presente trabalho é composto por quatro capítulos. No segundo capítulo será apresentado o modelo criado e os seus vários componentes. Serão expostos os diversos componentes do modelo e a forma como foram obtidos. No fim é apresentado o modelo completo, evidenciando a interligação entre os diversos componentes.

O terceiro capítulo começa com uma descrição da forma como foi simulado o comportamento do gerador eólico, obtido para diferentes situações de funcionamento, seguida de uma breve análise do comportamento obtido. São depois apresentadas e estudadas diferentes arquiteturas de sistemas de medição de potência e energia e quais os diferentes erros que cada uma pode cometer.

Finalmente, no quarto capítulo, apresentam-se as principais conclusões deste trabalho e sugerem-se alguns temas a explorar no futuro.

## 2. Modelo do sistema

De forma a avaliar a necessidade de desenvolvimento de um novo sistema de medição da energia produzida pelo aerogerador foi criado, recorrendo ao programa MATLAB® Simulink®, um modelo do sistema que pretende obter as formas de onda da tensão e corrente nos terminais da bateria, para diferentes condições de vento. A partir dessa informação será avaliado o comportamento dos diferentes sistemas de medição. Neste capítulo vai ser apresentada e explicada a estrutura do modelo desenvolvido.

### 2.1 Modelo da turbina

A potência contida no vento que passa pela turbina pode ser calculada segundo a equação (2.1) (Morshed, 2010).

$$P_t = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (2.1)$$

Onde:

$P_t$ , é potência total disponível no vento,  
 $\rho$ , é a massa específica do ar,  
 $A$ , é a área de secção da turbina por onde passa o ar,  
 $v$ , é a velocidade do ar.

A área de secção da turbina ( $A$ ) é o produto da altura da pá ( $H$ ) pelo diâmetro do rotor ( $D$ ) (equação (2.2) e figura 2.1). As dimensões usadas foram obtidas da folha de especificações da turbina a modelar, Anexo A.

$$A = H \times D \quad (2.2)$$

De forma a obter a potência que é transferida do ar para as pás da turbina é introduzido o coeficiente de potência ( $C_p$ ), que é definido como a fração da potência contida no ar ( $P_t$ ) que é captada pela turbina ( $P_c$ ), equação (2.3).

$$P_c = C_p \times P_t \quad (2.3)$$

O coeficiente de potência não é um valor constante mas sim variável. Essa variação é mais acentuada com a posição do rotor em relação à direção do vento e com a relação entre a velocidade da periferia do rotor e a velocidade do vento. O ângulo entre o vento e a posição angular do rotor é designado de  $\theta$  e é definido como na figura 2.1 e equação (2.4), enquanto que a relação de velocidades é definida pela letra  $\lambda$  na equação (2.5).

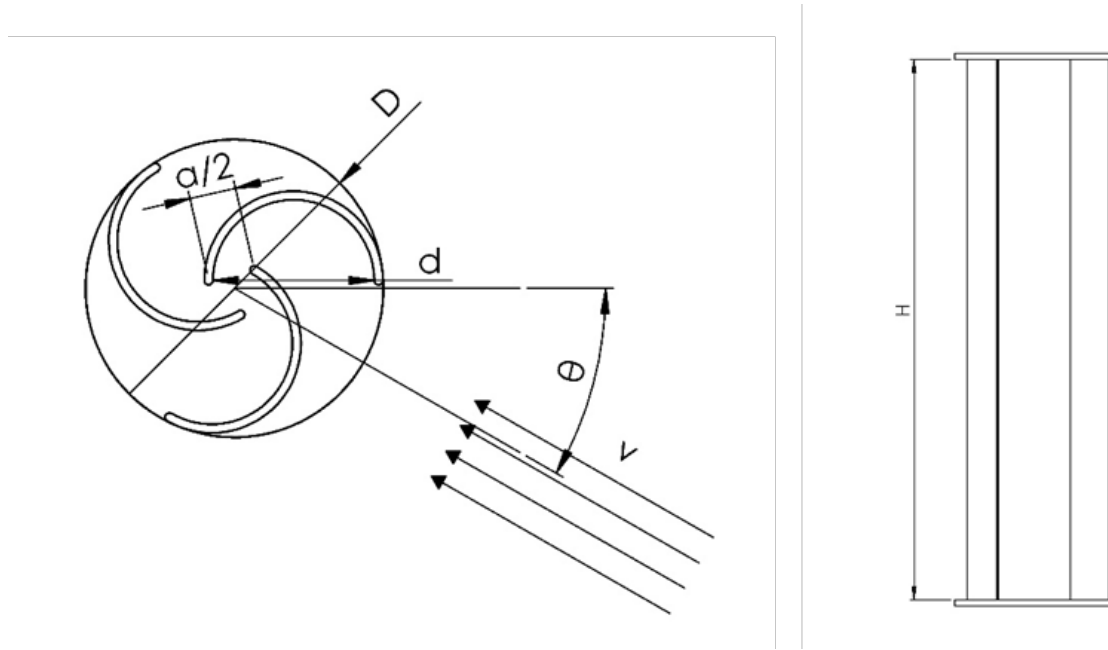


Figura 2.1 – Vista de topo e de frente da turbina com definição das dimensões relevantes.

$$\theta = \theta_e + \theta_v \quad (2.4)$$

$$\lambda = \frac{\omega \times D}{2 \times v} \quad (2.5)$$

Onde:

$\theta_e$ , é a posição do rotor em relação a um referencial fixo,  
 $\theta_v$ , é a direção do vento em relação a um referencial fixo,  
 $\omega$ , é a velocidade de rotação da turbina em rad/s.

Para estimar o coeficiente de potência foram utilizados os dados experimentais obtidos por Morshed (2010). Para a obtenção destes valores, Morshed (2010) utilizou uma turbina com diâmetro semelhante ao da usada neste trabalho e também com três pás. Os dados obtidos são o coeficiente de potência para quatro ângulos  $\theta$  diferentes ( $0; \frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{3}; \frac{\pi}{2}$ ) e para 4 valores de  $\lambda$  (0,028; 0,19; 0,24; 0,35). A dependência do coeficiente de potência com  $\theta$  é uma dependência periódica visto que a geometria da turbina se repete. Posto isto, para diferentes  $\lambda$  os dados experimentais foram aproximados por uma função periódica usando os dois primeiros harmônicos de uma série de Fourier, ou seja, foram aproximados a uma equação do tipo da equação (2.6). Na tabela 2.1 estão os valores obtidos para os coeficientes da equação (2.6).

$$C_p(\theta) = a_0 + a_1 \cos(c \theta) + b_1 \sin(c \theta) + a_2 \cos(2 c \theta) + b_2 \sin(2 c \theta) \quad (2.6)$$

Nas figuras 2.2 até 2.5, pode ver-se o traçado das curvas resultantes e os valores dos pontos experimentais considerados. Apesar de Morshed (2010) apenas apresentar valores para  $\theta$  até  $\frac{\pi}{2}$

Tabela 2.1 – Coeficientes da equação (2.6) para diferentes valores de  $\lambda$ .

	$\lambda$			
	0,028	0,19	0,24	0,35
$a_0$	0,01650	0,08625	0,10300	0,08200
$a_1$	-0,00400	-0,01600	-0,03100	-0,02950
$b_1$	0,00300	0,00550	0,02400	0,01750
$a_2$	0,00050	0,00075	0,00300	0,01250
$b_2$		0		
$c$		3		

como a geometria da turbina se repete a cada  $\frac{2\pi}{3}$  foi considerado que o  $C_p$  a  $\frac{2\pi}{3}$  é o mesmo que a 0 (este raciocínio foi estendido a todos os outros pontos).

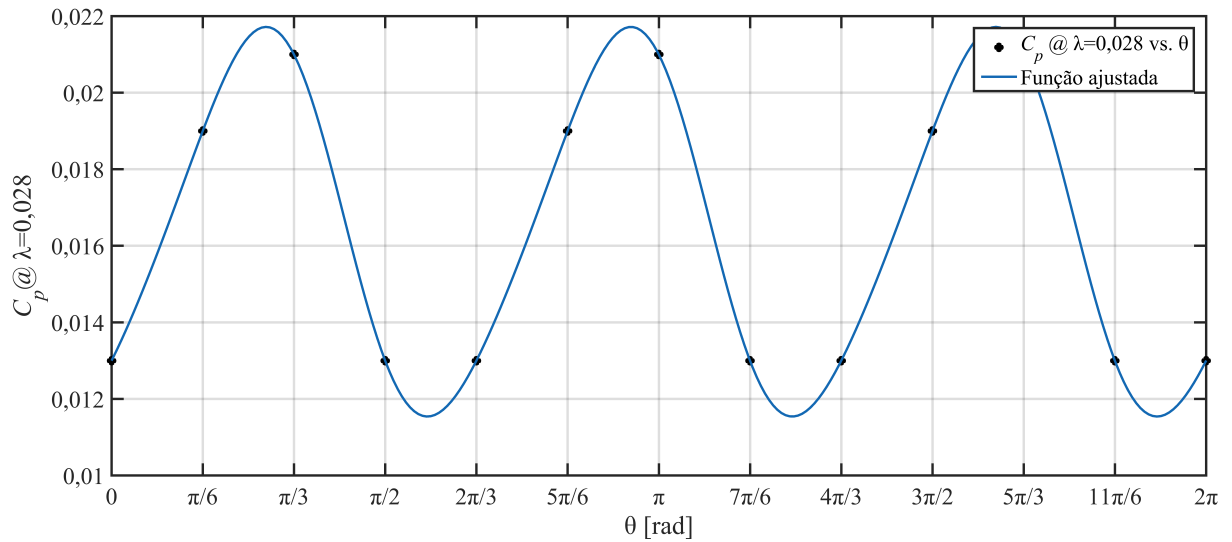


Figura 2.2 – Dados experimentais para  $\lambda = 0,028$  e curva de aproximação.

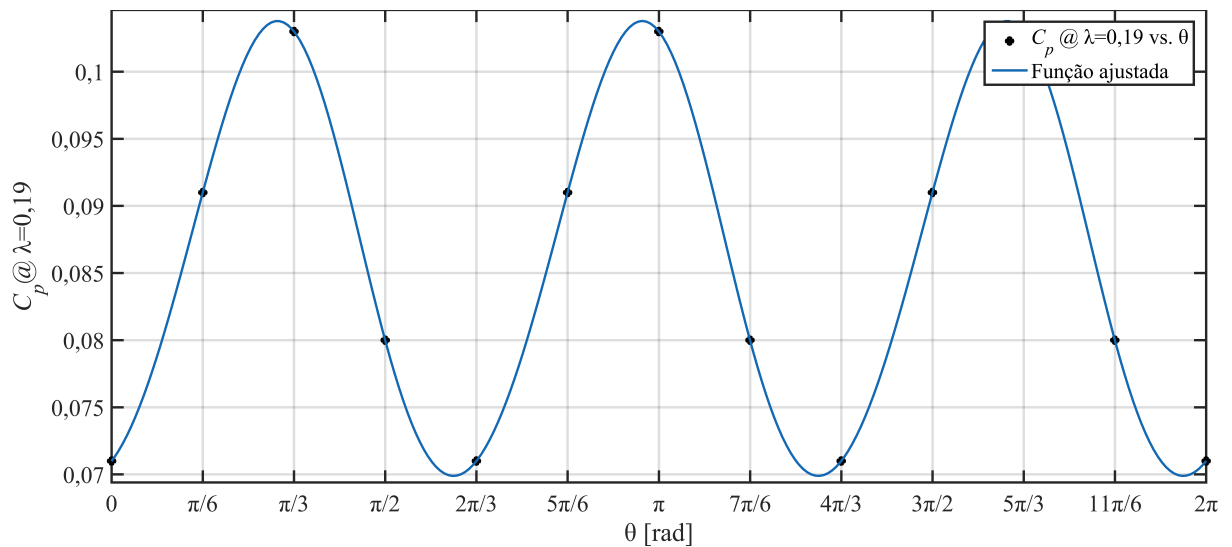


Figura 2.3 – Dados experimentais para  $\lambda = 0,19$  e curva de aproximação.

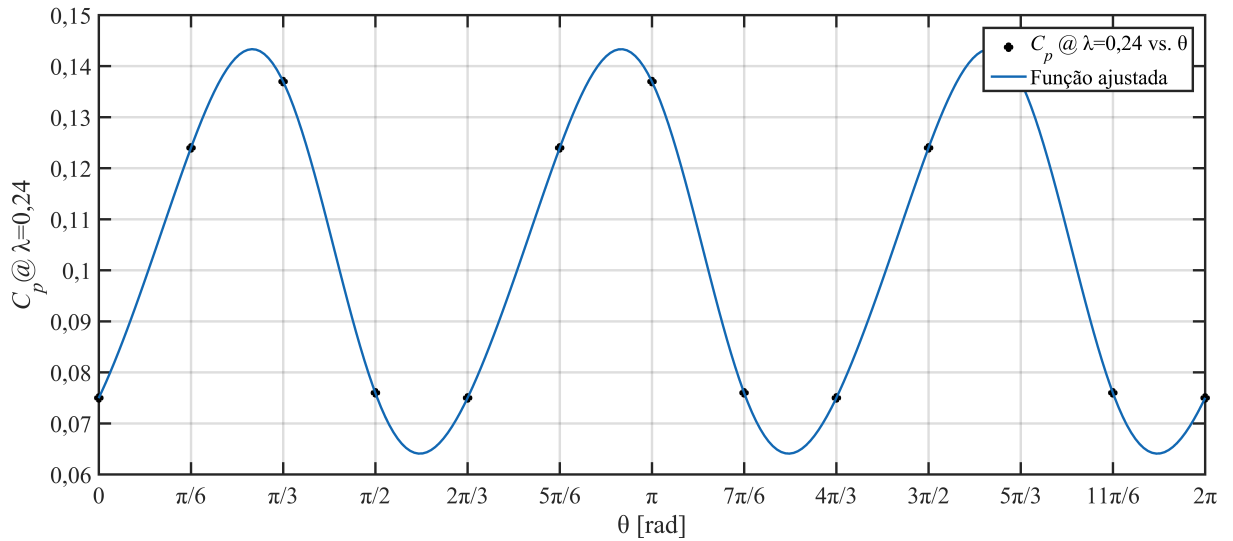


Figura 2.4 – Dados experimentais para  $\lambda = 0,24$  e curva de aproximação.

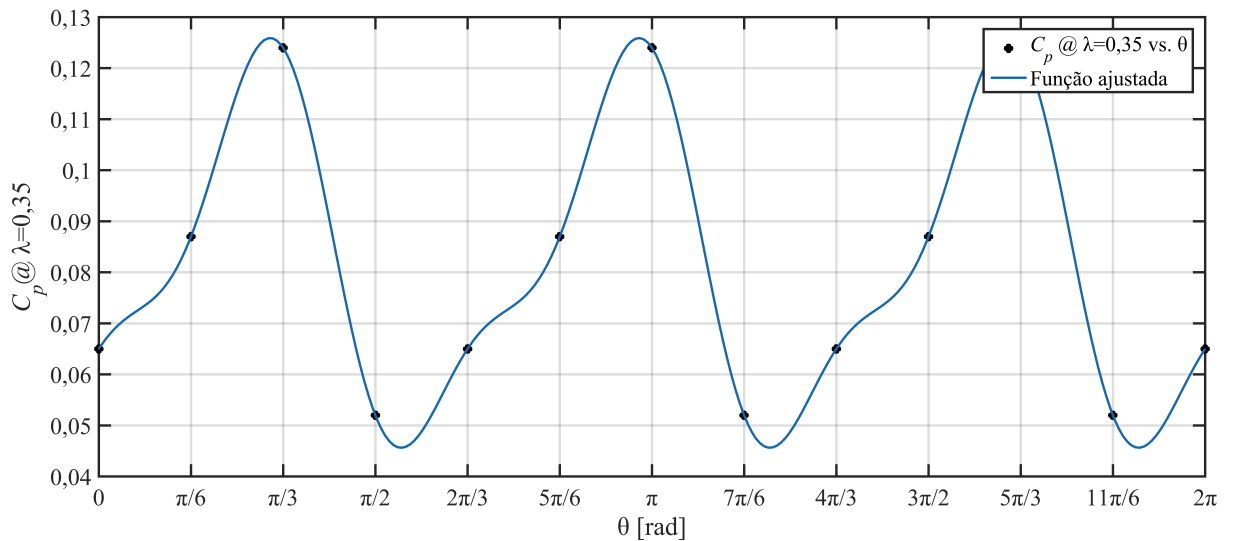


Figura 2.5 – Dados experimentais para  $\lambda = 0,35$  e curva de aproximação.

Para valores de  $\lambda$  compreendidos entre os valores experimentais é calculado o valor do  $C_p$  em  $\theta$  nas curvas com o  $\lambda$  mais próximo e depois usada uma interpolação linear entre esses valores para estimar o valor do  $C_p$ . Podemos então definir a relação do  $C_p$  com  $\theta$  e  $\lambda$  por uma superfície, representada na figura 2.6.

Outro fator importante na dinâmica da turbina é a sua inércia segundo o eixo de rotação, pois vai afetar a velocidade de resposta da turbina a variações no vento. Para estimar a inércia foi criado um modelo CAD da turbina, figura 2.7. Este modelo foi criado tendo em conta as informações presentes no catálogo e as observações feitas do aerogerador disponível. Para a inércia obteve-se então o valor de  $0,11 \text{ kg m}^2$ . O peso estimado da turbina foi de  $11,10 \text{ kg}$ , sendo que o peso do aerogerador todo, segundo o catálogo (Anexo A), é de  $13 \text{ kg}$ , o que indica que o modelo CAD estará próximo da realidade.

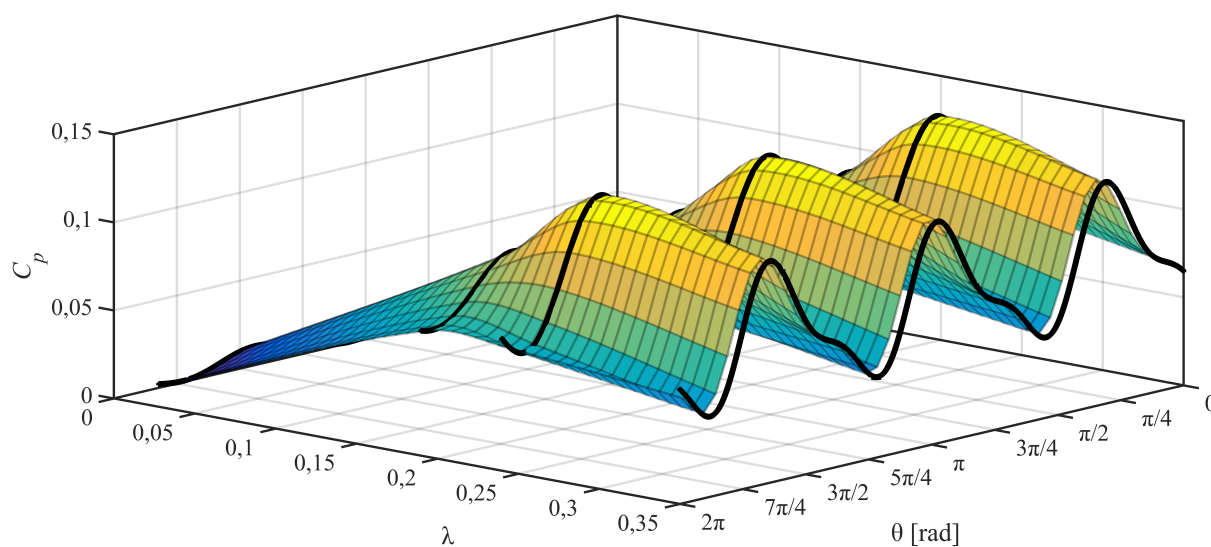


Figura 2.6 – Relação entre o coeficiente de performance ( $C_p$ ), o  $\theta$  e o  $\lambda$ .

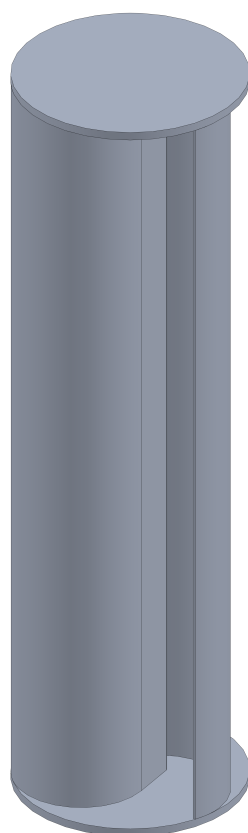


Figura 2.7 – Modelo CAD da turbina.

## 2.2 Modelo do gerador

O gerador em estudo é uma máquina síncrona de íman permanente com um estator trifásico ligado em estrela. A figura 2.8 apresenta o circuito elétrico equivalente.

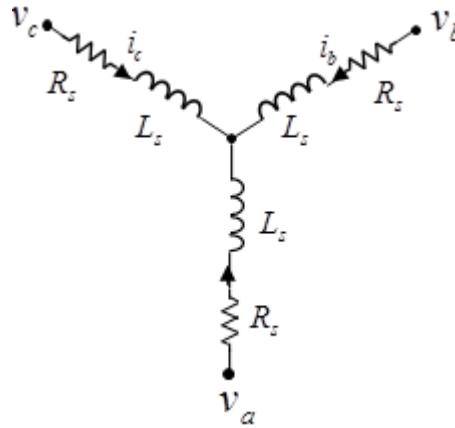


Figura 2.8 – Circuito equivalente dos enrolamentos em estrela do estator (MATLAB, 2015).

Podemos definir as quedas de tensão ao longo dos enrolamentos através da equação (2.7) (MATLAB, 2015; Kundur *et al.*, 1994).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\psi_a}{dt} \\ \frac{d\psi_b}{dt} \\ \frac{d\psi_c}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Onde:

- $v_j$ , é a queda de tensão no enrolamento  $j$  do estator, com  $j = a, b, c$ ,
- $R_s$ , é a resistência de cada enrolamento,
- $i_j$ , é a corrente que passa no enrolamento  $j$ , com  $j = a, b, c$ ,
- $\frac{d\psi_j}{dt}$ , é a taxa de variação do fluxo magnético no enrolamento  $j$ , com  $j = a, b, c$ .

Os fluxos magnéticos são definidos na equação (2.8). O fluxo em cada enrolamento é afetado pelo íman permanente e pelos próprios enrolamentos.

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{am} \\ \psi_{bm} \\ \psi_{cm} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Onde:

- $\psi_j$ , é o fluxo total no enrolamento  $j$  do estator, com  $j = a, b, c$ ,
- $L_{jj}$ , é a auto-indutância do enrolamento  $j$  do estator, com  $j = a, b, c$ ,
- $L_{ij}$ , é a indutância do enrolamento  $i$  no enrolamento  $j$  do estator, com  $i, j = a, b, c \wedge i \neq j$ ,
- $\psi_{jm}$ , é o fluxo de íman permanente na bobina  $j$  do estator, com  $j = a, b, c$ .



As indutâncias dos vários enrolamentos são definidas pelas equações (2.9) até (2.14).

$$L_{aa} = L_s + L_m \cos(2\theta_r) \quad (2.9)$$

$$L_{bb} = L_s + L_m \cos(2(\theta_r - 2\pi/3)) \quad (2.10)$$

$$L_{cc} = L_s + L_m \cos(2(\theta_r + 2\pi/3)) \quad (2.11)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -M_s - L_m \cos(2(\theta_r + \pi/6)) \quad (2.12)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -M_s - L_m \cos(2(\theta_r + \pi/6 - 2\pi/3)) \quad (2.13)$$

$$L_{ca} = L_{ac} = -M_s - L_m \cos(2(\theta_r + \pi/6 + 2\pi/3)) \quad (2.14)$$

Onde:

$L_s$ , é a auto-indutância de cada fase. Este valor é o valor médio da auto-indutância,  
 $L_m$ , é a flutuação da indutância. Este valor é a amplitude da flutuação na auto-indutância e indutância mútua com a mudança de ângulo do rotor,  
 $M_s$ , é a indutância mútua. Este valor é o valor médio da indutância entre enrolamentos,  
 $\theta_r$ , é o ângulo definido por  $\theta_e/N$ ,  
 $N$ , é o número de pares de polos.

Os fluxos de íman permanente nas bobinas do estator são definidos na equação (2.15).

$$\begin{bmatrix} \Psi_{am} \\ \Psi_{bm} \\ \Psi_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_m \cos(\theta_r) \\ \Psi_m \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \Psi_m \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Para simplificar os cálculos trigonométricos que teriam que ser realizados ao processar este sistema de equações, que depende da posição do rotor, é aplicada a transformada de Park, de forma a transformar as quantidades associadas a estas máquinas em duas componentes rotativas, no eixo direto (d) e no eixo em quadratura (q), definidos na figura 2.9. A utilidade deste conceito deriva do facto de, embora cada uma das fases do estator ver uma indutância variável com o tempo, as quantidades transformadas rodam com o rotor e, consequentemente, vêem caminhos magnéticos constantes. A figura 2.9 mostra a construção e a definição dos eixos numa máquina com um único par de polos.

Se dissermos que  $S$  representa uma variável do estator a transformar (corrente, tensão, fluxo magnético), podemos escrever a transformada de Park como na equação (2.16).

$$[S_{dq0}] = P \times [S_{abc}] \Leftrightarrow \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Onde:

$P$ , é a matriz de transformação de Park

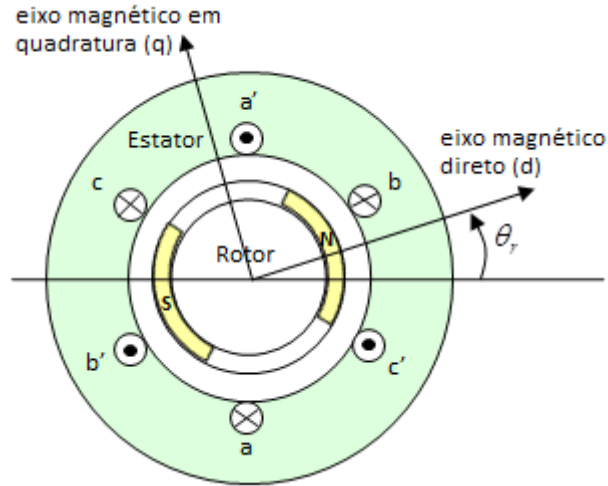


Figura 2.9 – Esquema do tipo construtivo de uma máquina síncrona. Adaptado de MATLAB (2015).

A matriz de transformação inversa da transformada de Park é definida pela equação (2.17).

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 1 \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Aplicando a transformação de Park às equações (2.7) e (2.8) obtemos as equações (2.18) até (2.21) que definem o comportamento da máquina.

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - N\omega i_q L_q \quad (2.18)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + N\omega (i_d L_d + \psi_m) \quad (2.19)$$

$$v_0 = R_s i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (2.20)$$

$$T = \frac{3}{2} N (i_q (i_d L_d + \psi_m) - i_d i_q L_q) \quad (2.21)$$

Onde:

$$\begin{aligned} v_d, v_q \text{ e } v_0 \text{ são as tensões no eixo d, eixo q e de zero-sequence, definidas por } \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} &= P \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \\ i_d, i_q \text{ e } i_0 \text{ são as correntes no eixo d, eixo q e de zero-sequence, definidas por } \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} &= P \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$L_d = L_s + M_s + 3/2 L_m$ , é a indutância no eixo d,  
 $L_q = L_s + M_s - 3/2 L_m$ , é a indutância no eixo q,  
 $L_0 = L_s - 2M_s$ , é a indutância de zero-sequence,  
 $\omega$ , é a velocidade de rotação do motor,  
 $T$ , é o binário no rotor.

### 2.2.1 Estimação de parâmetros

Estando definidas as equações que modelam um gerador genérico, torna-se necessário definir os parâmetros que permitem caracterizar o gerador a ser utilizado, como resistência de cada fase, indutância, número de pares de polos, entre outros. Os valores necessários foram medidos no aerogerador disponível, sendo que não estavam acessíveis, no gerador, as duas extremidades de cada fase, e por isso as medições foram realizadas sempre entre duas fases.

#### Resistência dos enrolamentos

A resistência de cada enrolamento ( $R_S$ ) foi medida entre todas as fases com recurso a um multímetro. O valor de resistência utilizado na simulação é o valor médio destas medições, que foi de  $6,3/2 \Omega$ . Este valor foi confirmado pelo fabricante.

#### Auto-indutância e flutuação da indutância

Para cada par de fases foi medido o valor das indutâncias para várias posições do rotor de modo a poder retirar o valor médio (auto-indutância) e o máximo desvio à média (flutuação da indutância). Os valores medidos estão representados na tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Valores medidos da indutância por par de fases.

	Fases		
	a-b	a-c	c-b
Indutância [mH]	8,800	8,920	8,850
	8,900	8,911	8,840
	8,940	8,910	8,860
	8,912	8,920	8,860
	8,907	8,910	8,854
	8,923	8,893	8,850

A partir dos valores da tabela 2.2 conclui-se que o valor médio da indutância é  $L_s = 8,886$  mH e que o máximo desvio à média é  $L_m = 0,086$  mH, sendo estes os valores utilizados no modelo.

#### Número de pares de polos e fluxo de íman permanente

Para calcular o número de pares de polos ( $N$ ) e estimar o fluxo de íman permanente ( $\Psi_m$ ) foram obtidas as formas de tensão entre fases com recurso a um osciloscópio, figura 2.10. Para as medições, a turbina foi posta a rodar a uma velocidade constante de  $n = 176,5$  rpm. A onda

obtida no osciloscópio tem uma frequência de 17,3 Hz e a partir da equação (2.22) podemos calcular o número de pares de polos,  $N = 5,88 \approx 6$ .

$$f = \frac{N n}{60} \quad (2.22)$$

Como a tensão foi medida em 43,2 V pico-a-pico, foi procurado o valor de fluxo que, na simulação, fizesse com que a tensão adquirisse esse valor. O valor encontrado para o fluxo de íman permanente foi de 0,1127 Wb (erro de 0,046% na tensão), e a curva de tensão obtida está representada na figura 2.11.



Figura 2.10 – Tensão medida entre fases do gerador com recurso a um osciloscópio.

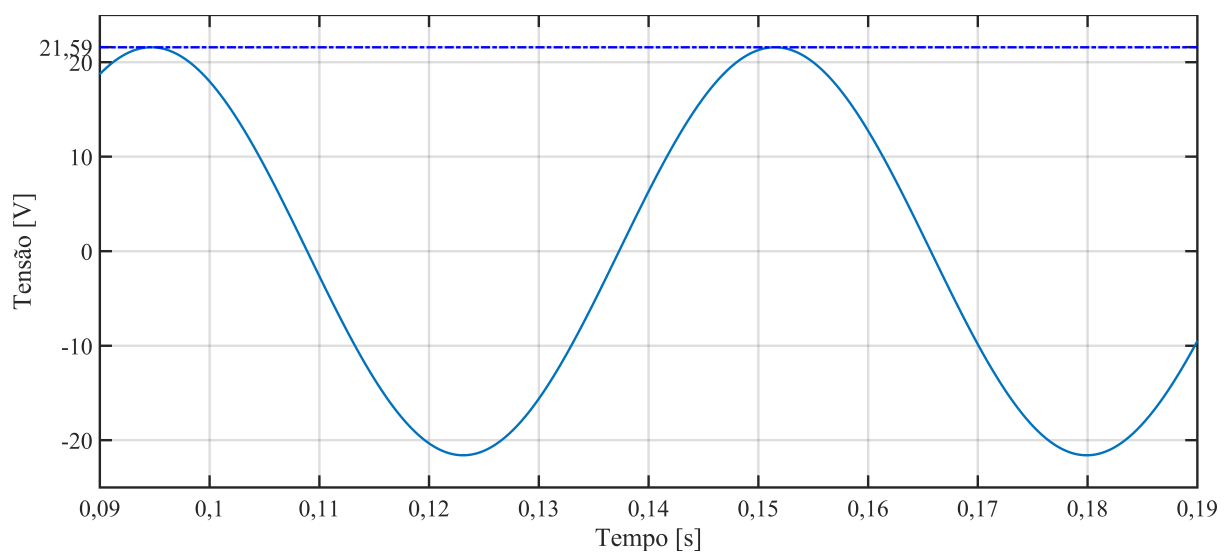


Figura 2.11 – Tensão simulada entre fases a e b.

## 2.3 Modelo da ponte de díodos

A ponte de díodos foi modelada recorrendo ao bloco *Rectifier* do Simulink®. Este bloco implementa o circuito elétrico representado na figura 2.12 e requer como parâmetros:

- Tensão direta [V];
- *On resistance* [ $\Omega$ ];
- *Off conductance* [ $\mu S$ ].

Os valores usados nestes parâmetros foram os valores presentes na folha de especificações da ponte de díodos (Anexo C) e apresentados na tabela 2.3.

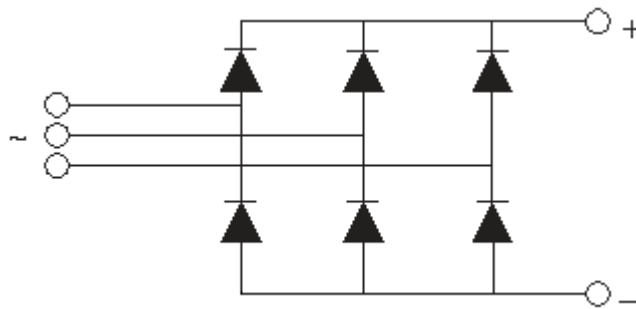


Figura 2.12 – Esquema elétrico de uma ponte de díodos.

Tabela 2.3 – Parâmetros usados no modelo da ponte de díodos.

$V_f$	Tensão direta	0,86 V
$R_{on}$	<i>On resistance</i>	6,3 m $\Omega$
$G_{off}$	<i>Off conductance</i>	0,1 $\mu S$

Cada díodo por sua vez é modelado como um díodo linear com dois comportamentos distintos. Se a tensão através do díodo é maior do que o valor do parâmetro *Tensão direta*, então, o díodo comporta-se como uma resistência linear, dado pelo valor do parâmetro *On resistance*, com uma fonte de tensão em série, definida pela equação (2.23). Se a tensão através do díodo é menor do que a *Tensão direta*, então, o díodo comporta-se como uma resistência linear de baixa condutância dado pelo valor do parâmetro *Off conductance*.

$$V = V_f(1 - R_{on}G_{off}) \quad (2.23)$$

Este comportamento é evidenciado na figura 2.13.

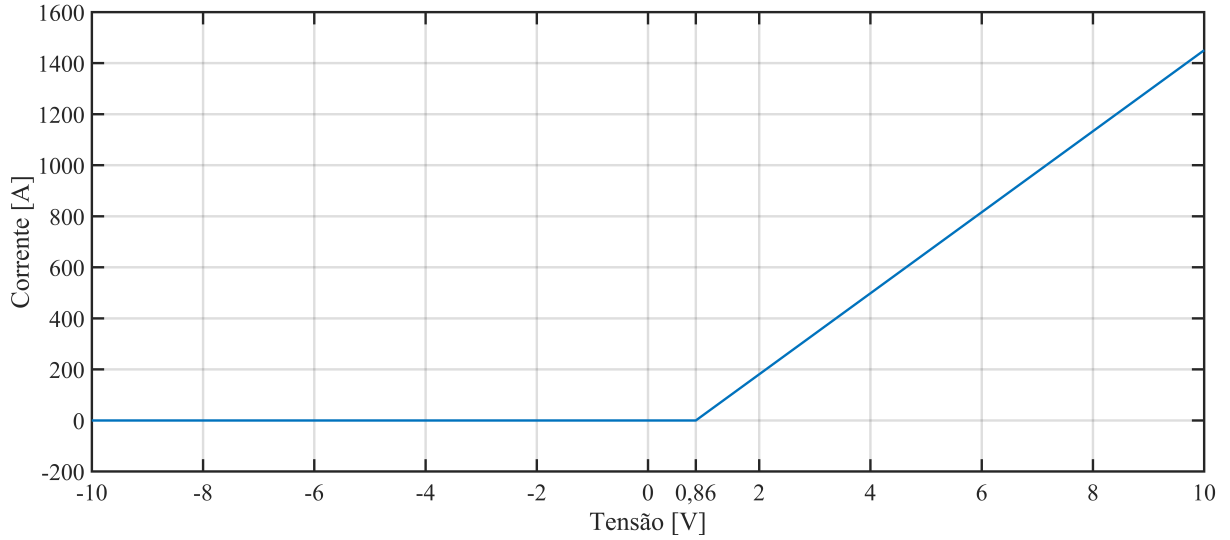


Figura 2.13 – Comportamento de um díodo linear.

## 2.4 Modelo das baterias

As baterias a ser usadas neste projeto são duas baterias chumbo-ácido de 12 V ligadas em série, de forma a perfazerem 24 V. Como primeira abordagem as baterias foram modeladas como uma fonte de tensão, definida pela equação (2.24), em série com uma resistência (MATLAB, 2015).

$$V = V_{nom} \times \frac{1 - \alpha \times (1 - x)}{1 - \beta \times (1 - x)} \quad (2.24)$$

Onde:

$\alpha$  e  $\beta$ , são fatores que permitem ajustar a curva de descarga da bateria modelada à curva real,  $x$ , é a razão entre a carga restante e a carga total.

Este modelo, apesar de se ajustar bem às curvas de descarga da bateria real, não simula bem a realidade quando a bateria está a ser carregada, visto que a tensão da bateria subia menos do que o esperado. Foi por isso usado em alternativa um modelo mais complexo, que apresenta dinâmicas diferentes para o carregamento ou descarregamento da bateria.

O modelo usado também simula uma bateria como uma resistência em série com uma fonte de tensão dependente da carga da bateria, mas é definida pelas equações (2.25) e (2.26) quando a bateria está a ser descarregada e carregada respetivamente (MATLAB, 2015; Tremblay e Des-saint, 2009). Na figura 2.14 está representado o diagrama de blocos deste modelo de bateria.

$$E_{bateria} = E_0 - K \frac{Q}{Q - it} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + \mathcal{L}^{-1} \left( \frac{Exp(s)}{Sel(s)} \times 0 \right) \quad (2.25)$$

$$E_{bateria} = E_0 - K \frac{Q}{it + 0,1Q} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + \mathcal{L}^{-1} \left( \frac{Exp(s)}{Sel(s)} \times \frac{1}{s} \right) \quad (2.26)$$

$$\frac{Exp(s)}{Sel(s)} = \frac{A}{1/(B \times i(t)) \times s + 1} \quad (2.27)$$

Onde:

$s$ , é a variável de Laplace,

$\mathcal{L}$ , indica a transformada de Laplace,

$E_{bateria}$ , é a tensão nos terminais da fonte de tensão [V],

$E_0$ , é a tensão da bateria com carga máxima [V],

$Exp(s)$ , é a dinâmica da zona exponencial [V],

$Sel(s)$ , representa o modo em que a bateria está.  $Sel(s) = 0$  durante a descarga e  $Sel(s) = 1$  quando a bateria está a ser carregada,

$K$ , é a resistência de polarização [ $\Omega$ ],

$i^*$ , é a componente de baixa frequência da corrente [A],

$i$ , é a corrente na bateria [A],

$it$ , é a carga restante na bateria [Ah],

$Q$ , é a capacidade máxima da bateria [Ah],

$A$ , é a tensão exponencial [V],

$B$ , é a capacidade exponencial [(Ah) $^{-1}$ ].

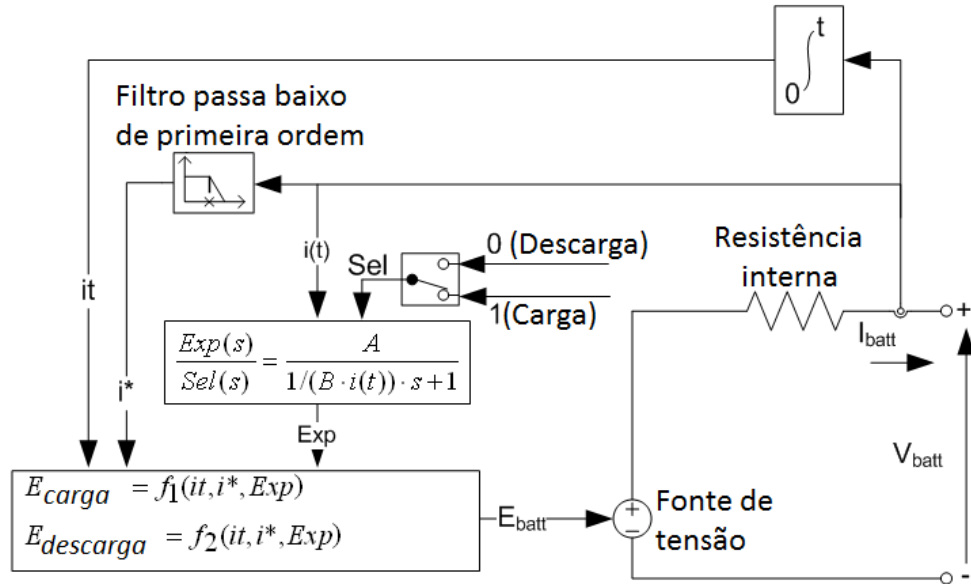


Figura 2.14 – Diagrama de blocos do modelo de bateria usado. Adaptado de MATLAB (2015).

Os parâmetros requeridos pelo modelo são estimados através da curva de descarga da bateria a corrente constante. Uma curva de descarga genérica pode ser vista na figura 2.15.

A primeira zona representa a zona de queda de tensão exponencial, quando a bateria está totalmente carregada. A segunda zona representa a carga que pode ser extraída da bateria antes que a sua tensão desça abaixo da tensão nominal. Por fim, a terceira secção é a zona de descarga rápida da bateria, onde a tensão cai rapidamente.

De forma a obter valores para os parâmetros solicitados pelo modelo foram usadas as informações presentes na folha de especificações da bateria, Anexo B. Na tabela 2.4 estão representados os valores dos parâmetros usados para modelar as duas baterias. De forma a usar apenas um conjunto de equações para simular as duas baterias os valores de alguns parâmetros



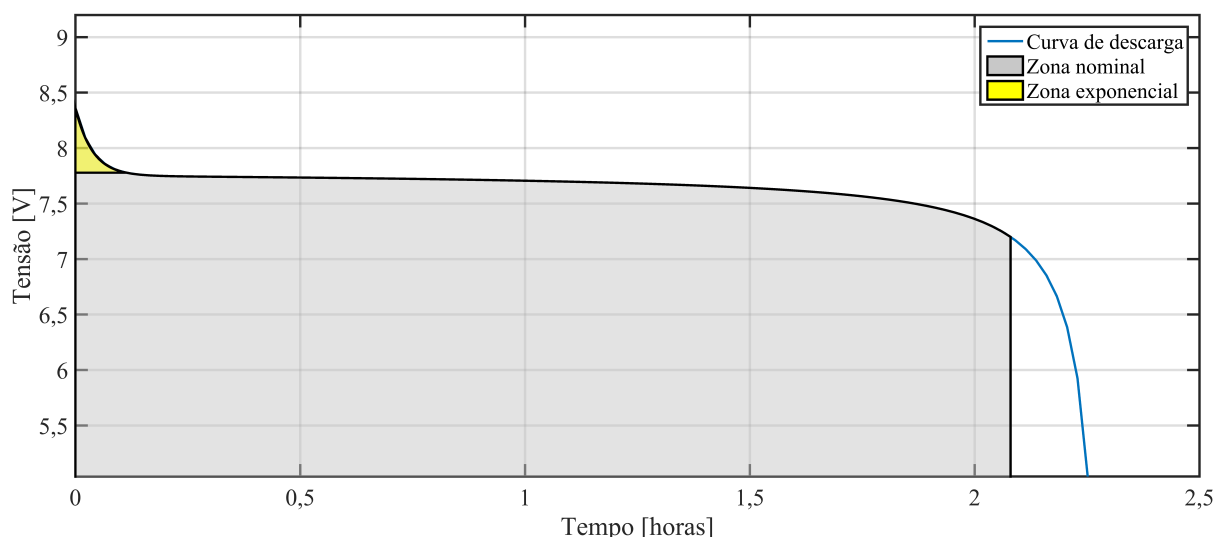


Figura 2.15 – Característica típica de descarga de uma bateria, a corrente constante.

foram multiplicados por dois. O único parâmetro que não foi possível obter a partir do catálogo da bateria foi o tempo de resposta, foi por isso usado um valor típico para baterias deste género (Tremblay e Dessaint, 2009). A corrente de descarga nominal foi definida como 40% da capacidade nominal, que é o valor normalmente usado, e serve apenas para definir a que corrente foram considerados os diversos parâmetros.

Tabela 2.4 – Parâmetros usados para modelar as baterias.

Parâmetro	Valor
Tensão nominal	$2 \times 12 \text{ V}$
Capacidade nominal	14 Ah
Tempo de resposta da bateria	30 s
Capacidade máxima	16,9 Ah
Tensão com carga completa	$2 \times 13,6 \text{ V}$
Corrente de descarga nominal	5,6 A
Resistência interna	$2 \times 12 \text{ m}\Omega$
Capacidade à tensão nominal	5,7 Ah
Tensão exponencial	$2 \times 12,6 \text{ V}$
Capacidade exponencial	0,093333 Ah

Os parâmetros do modelo foram variados de forma a obter-se uma boa aproximação da curva de descarga da bateria modelada à curva de descarga apresentada no Anexo B. Na figura 2.16 está representada uma comparação entre as duas curvas para uma descarga contínua de 0,4C ( $0,4 \times$  capacidade nominal). Como se pode verificar o erro máximo é de 0,2653 V (2,2% da tensão nominal), ou seja, o modelo ajusta-se bem à bateria em causa.

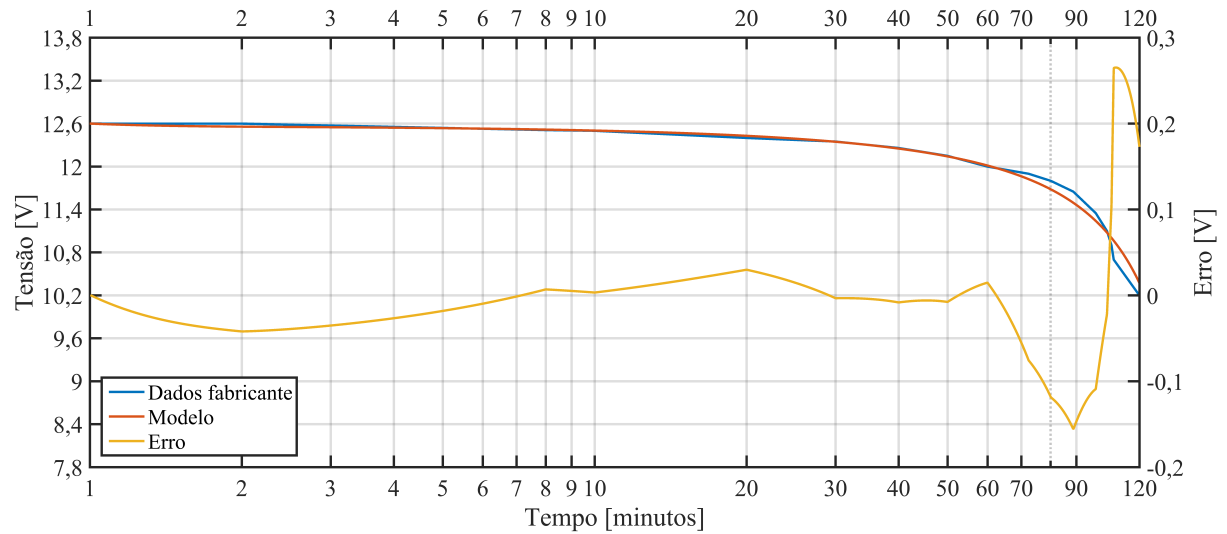


Figura 2.16 – Curvas de descarga bateria (escala esquerda) e erro do modelo (escala direita) em função do tempo (em escala logarítmica).

## 2.5 Modelo completo

Após estarem definidos todos os componentes é possível juntá-los para montar o modelo do sistema completo. Na figura 2.17 está representado o diagrama de blocos do modelo desenvolvido. Onde, de cima para baixo, podemos encontrar:

- Os três primeiros blocos que definem a altura do dia em que a simulação está a decorrer, de forma a ser possível simular só parte do dia. O valor constante define o tempo inicial e o *clock* varia o tempo com o decorrer da simulação.
- Os blocos  $\theta_v$  e  $v$  têm como saída a direção e velocidade do vento respetivamente. As saídas dependem só do tempo e interpolam os dados apresentados na figura 3.1.
- O bloco com as entradas “+ +” soma a posição atual do rotor com a direção do vento para obter o ângulo  $\theta$ .
- O bloco *Turbina* implementa o modelo da turbina apresentado na secção 2.1.
- Os blocos  $\frac{S}{PS}$  convertem um sinal numérico num sinal com unidades físicas, e os blocos  $\frac{PS}{S}$  e  $\frac{S}{PS}$  convertem um sinal com unidades físicas num sinal numérico.
- O bloco com as entradas “ $\times \div$ ” divide a potência captada na turbina pela sua velocidade de rotação de forma a obter-se o binário fornecido ao gerador.
- O bloco *S C R* representa uma fonte ideal de binário que gera binário entre os seus terminais (R e C) proporcional ao sinal de entrada física (S). A fonte é ideal no sentido em que tem potência suficiente para manter o binário especificado, independentemente da velocidade angular nos terminais de origem.
- O bloco *Referência mecânica* representa um ponto de referência de rotação mecânica.
- O bloco *Inércia* representa uma inércia de rotação ideal, a inércia da turbina.
- O bloco *C W A R* representa um sensor de movimento de rotação mecânica ideal, isto

é, um dispositivo que converte uma variável medida entre dois nós de rotação mecânica num sinal proporcional à velocidade angular e ao ângulo. O sensor é ideal, uma vez que não introduz inércia, fricção, atrasos, consumo de energia, entre outros.

- O bloco *Permanent Magnet Synchronous Motor* representa uma máquina síncrona de ímã permanente com distribuição de fluxo sinusoidal. Implementa o modelo discutido na secção 2.2.
- O bloco *circuito aberto* impõe que o neutro do gerador não esteja ligado a nada, o circuito está em aberto.
- O bloco *Rectifier* representa a ponte retificadora trifásica apresentada na secção 2.3.
- O bloco *referência elétrica* representa, tal como o nome diz, um ponto de referência elétrica.
- O bloco *V* representa um sensor de tensão ideal, ou seja, um dispositivo que converte a tensão medida entre quaisquer ligações elétricas para um sinal físico proporcional à tensão. O sensor é ideal por ter uma resistência infinita e não apresentar qualquer indutância ou capacitância.
- O bloco *A* representa um sensor de corrente ideal, ou seja, um dispositivo que converte a corrente medida em qualquer ramo elétrico num sinal proporcional à corrente física. O sensor é ideal por não apresentar qualquer resistência, indutância ou capacitância.
- O bloco com os terminais “+ -” reproduz a bateria discutida na secção 2.4.
- O bloco *Pulse Generator* gera impulsos com uma periodicidade pré-definida.
- Os blocos *Sample and Hold* e *Sample and Hold1* amostram a sua entrada quando detetam um impulso do *Pulse Generator* e mantêm-no até ao próximo impulso.
- O bloco *To File* escreve para um ficheiro os valores que vão sendo amostrados pelos blocos *Sample and Hold* e *Sample and Hold1*.

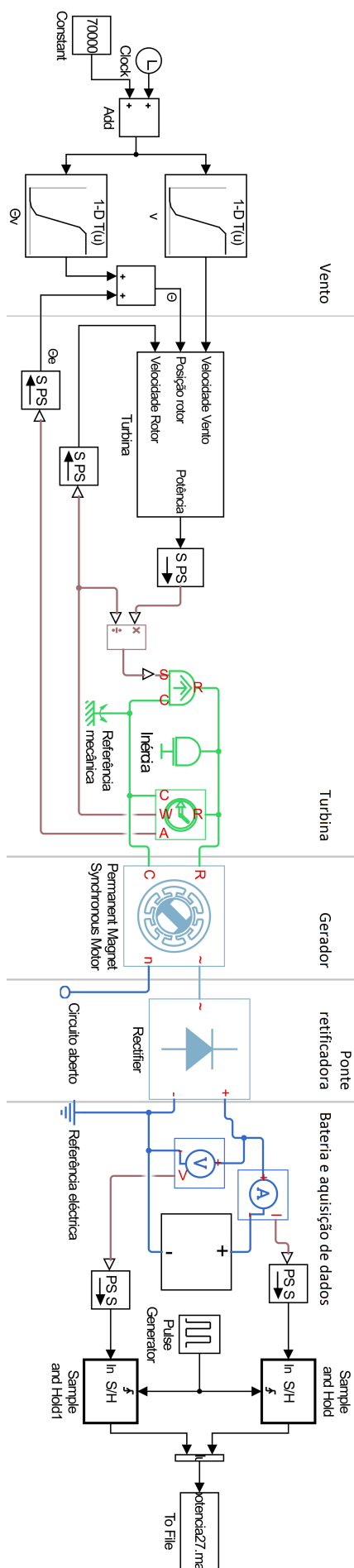


Figura 2.17 – Diagrama de blocos do sistema completo.

De forma a validar este modelo foram comparados os valores de potência obtidos pelo modelo com os reivindicados pelo fabricante (Anexo A). É preciso ter em conta que a potência produzida no gerador não é a mesma que é captada pela turbina e que os valores não são diretamente comparáveis, visto que os dados fornecidos pelo fabricante indicam apenas uma potência gerada para uma determinada velocidade do vento, e no modelo desenvolvido a potência varia com a velocidade do vento, com a velocidade de rotação da turbina e com a posição da turbina.

Depois de estar definido o modelo da turbina e dos restantes componentes do sistema, para que a potência do gerador se aproxime do que é indicado no catálogo foi ajustado o coeficiente  $a_0$  da equação (2.6) que define o  $C_p$  da turbina. Na figura 2.18 está representada a potência indicada pelo fabricante e a potência média produzida pelo gerador, modelado com velocidade do vento constante, a carregar duas baterias em série com 50% da carga máxima e após a turbina atingir uma velocidade de rotação média constante.

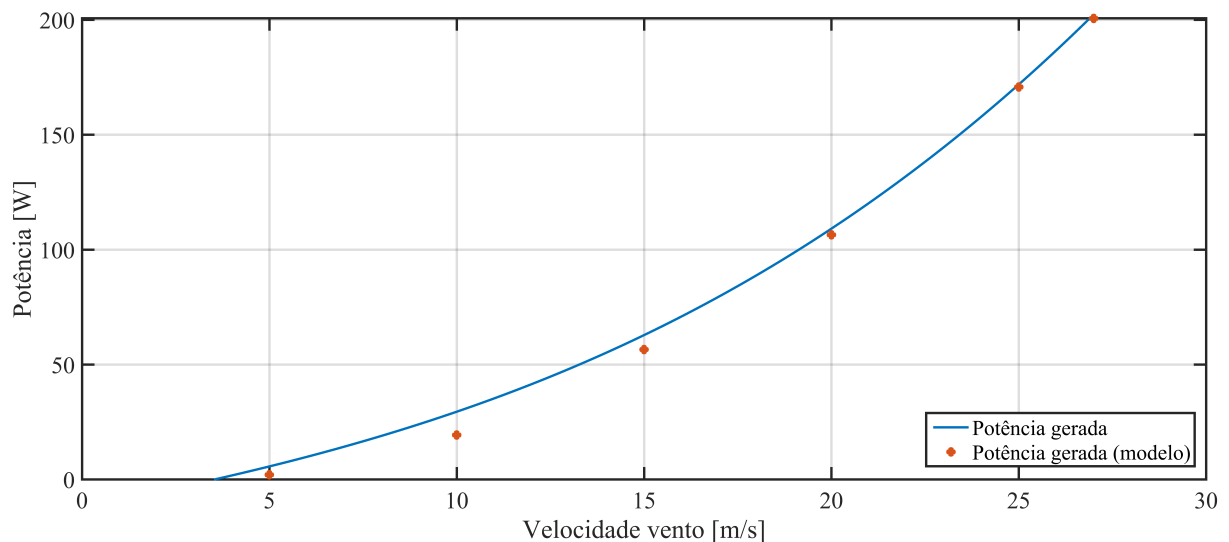


Figura 2.18 – Relação entre potência média elétrica gerada e velocidade do vento.

A partir da análise da figura 2.18 podemos dizer que o modelo aproxima bem o gerador eólico real visto que os pontos obtidos se aproximam da curva do gerador real.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

### 3. Obtenção e análise de resultados

De forma a ser possível comparar diversos sistemas de medição de energia foram obtidos, por simulação, os valores de corrente e tensão durante 300 segundos para ventos com velocidade constante de 5, 7, 10, 15, 20, 25 e 27 m/s e para um perfil de vento variável. Os 300 segundos foram escolhidos de forma a que se pudessem obter resultados quando o aerogerador estivesse em condições de regime quase permanente, enquanto que os valores de 5 m/s e 27 m/s são os valores limite de funcionamento do gerador. Na realidade o sistema nunca atinge regime permanente porque a bateria ao ser carregada vai aumentando a tensão nos seus terminais e por isso o gerador irá rodar a uma velocidade maior, no entanto este efeito pode e vai ser desprezado.

Para todas as simulações realizadas foi usado um passo máximo de  $10\mu s$  e um tempo de amostragem fixo de  $10\mu s$  de forma a ter um espaçamento entre dados constante e ter resolução temporal suficiente para se poder assumir que a variação entre dois pontos consecutivos é desprezável. Por essa razão os dados amostrados a  $10\mu s$  são considerados como os valores reais. Nas diferentes simulações o aerogerador começa sempre a simulação a rodar à velocidade de 1 rad/s (9,549 rpm), de forma a que o binário de arranque seja finito ( $T = P/\omega$ ), e as baterias começam com uma carga de 50% (SOC= 0,5).

Para definir as variações de intensidade e direção do vento durante um certo período de tempo foram usados dados sobre a velocidade do vento e a sua orientação durante o dia 1 de janeiro de 2006. Os dados foram fornecidos pela *University of California, Davis, Bodega Marine Laboratory* e foram descarregados através do site do laboratório ([http://bml.ucdavis.edu/boon/data\\_access.html](http://bml.ucdavis.edu/boon/data_access.html)). Apesar de a turbina ser para funcionar em Portugal e os dados serem da Califórnia eles permitem simular o comportamento do vento ao longo de um dia. Para além disso estas foram as únicas informações encontradas, acerca do comportamento do vento, que tivessem um intervalo entre valores inferior a uma hora (neste caso têm um intervalo entre valores de 1 segundo). Com estes dados, é possível ter uma ideia da resposta do aerogerador e do sistema de medição de energia em situações de vento real. Na figura 3.1 podemos ver os dados da velocidade e direção do vento que foram usados neste trabalho.

Devido ao elevado custo computacional da simulação, não é possível, em tempo útil, simular o comportamento da turbina durante um dia inteiro. Por isso os dados do vento que foram realmente utilizados são os representado na figura 3.2.

Na figura 3.3 estão representados os resultados obtidos para a potência produzida para as diferentes velocidades de vento utilizadas. Da figura 3.3 podemos constatar que para todas as velocidades de vento existe uma oscilação da potência, sendo que, quanto maior a velocidade do vento maior a amplitude dessa oscilação.

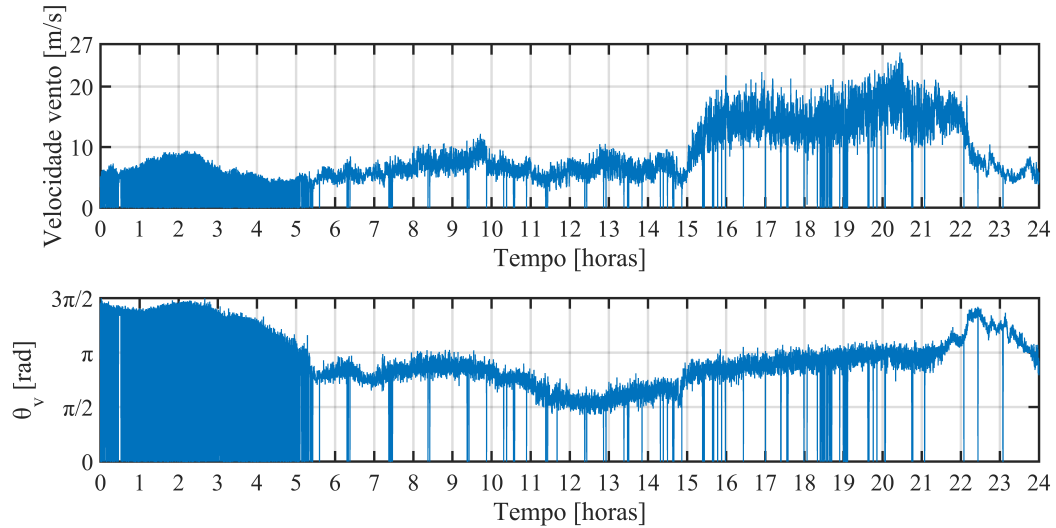


Figura 3.1 – Dados usados da velocidade e direção do vento ao longo de um dia.

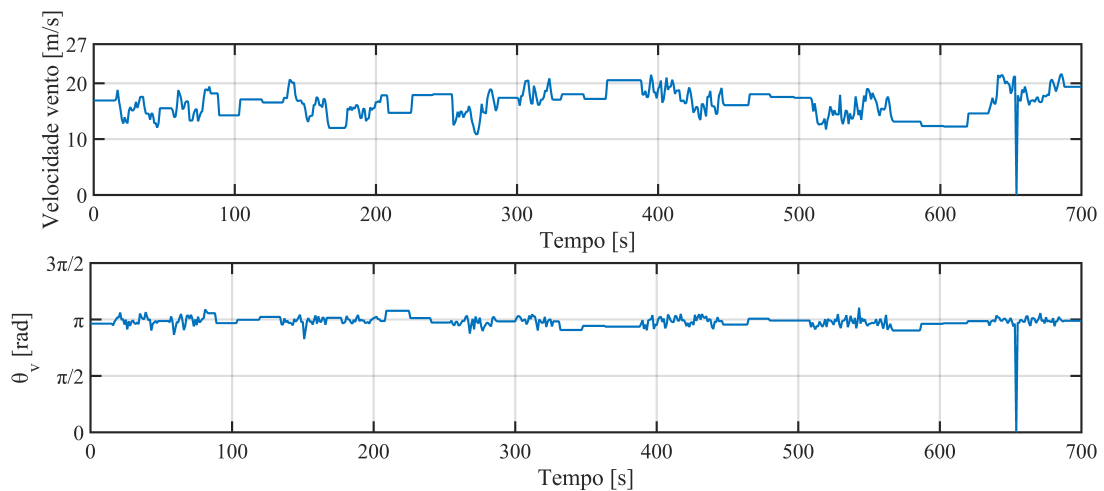


Figura 3.2 – Dados usados da velocidade e direção do vento ao longo de 11,7 minutos de um dia.

Na figura 3.4 estão representadas as curvas da corrente e da tensão, na saída da ponte retificadora, obtidas da simulação do aerogerador para uma velocidade do vento constante de 27 m/s. Como se pode observar na figura 3.4 e mais em pormenor na figura 3.4d as grandezas elétricas em estudo apresentam uma oscilação, tal como esperado, que irá induzir no sinal de potência uma oscilação de igual frequência. Apesar das amplitudes de oscilação da corrente (0,9137 A) e da tensão (22,87 mV) serem pequenas, na potência, como se vê na figura 3.5, a amplitude de oscilação (25,02 W) é mais notória. É de constatar que a corrente é a principal responsável pela oscilação da potência, como se pode constatar da equação (3.1), onde 27,21 V e 7,388 A são os valores médios da tensão e da corrente.

$$0,9137 \text{ A} \times 27,21 \text{ V} + 0,02287 \text{ V} \times 7,388 \text{ A} = 24,86 \text{ W} + 0,1690 \text{ W} = 25,02 \text{ W} \quad (3.1)$$



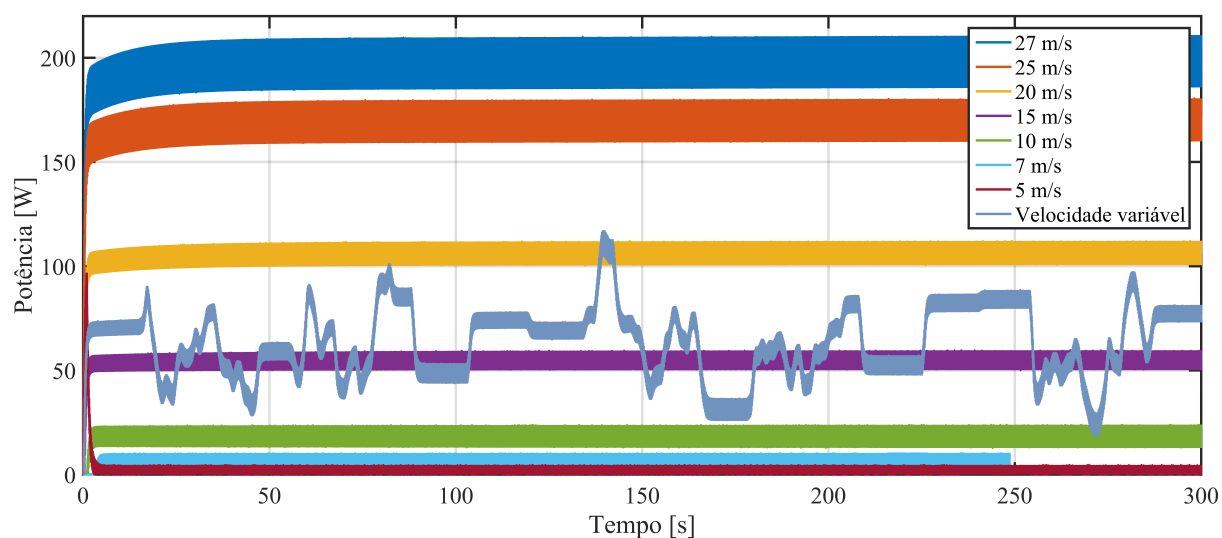
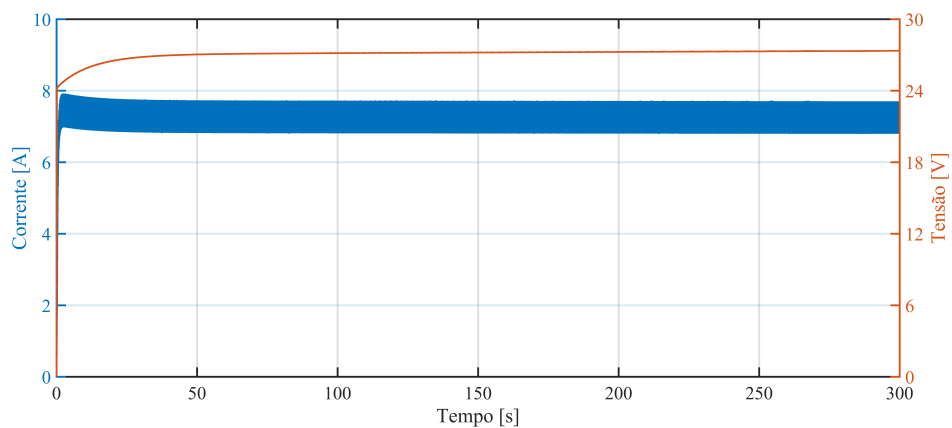


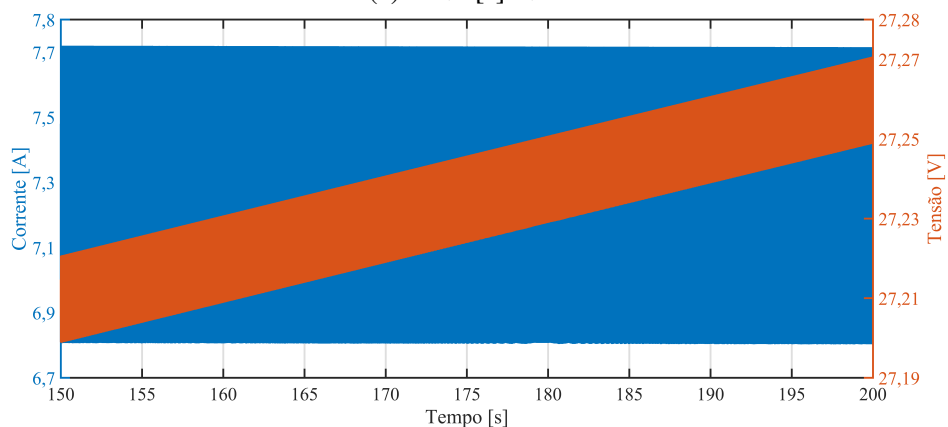
Figura 3.3 – Evolução da potência para diferentes velocidades do vento.

Nas secções 3.1 até 3.4 serão estudadas diferentes formas de medir a potência de forma a minimizar o erro de medição.

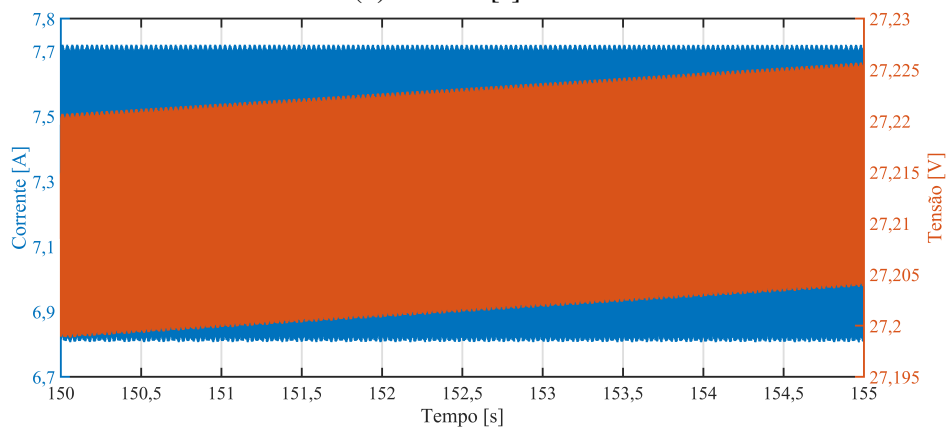
## Determinação da energia produzida por um gerador eólico de baixa potência



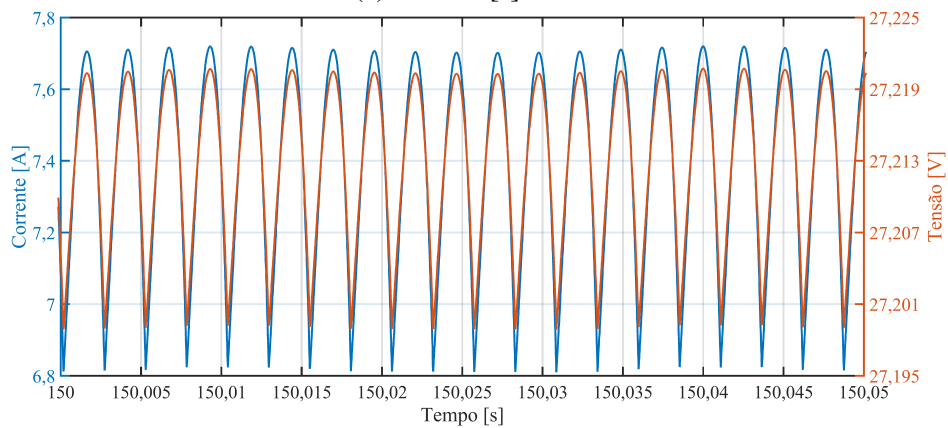
(a)  $0 < t [s] < 300$



(b)  $150 < t [s] < 200$



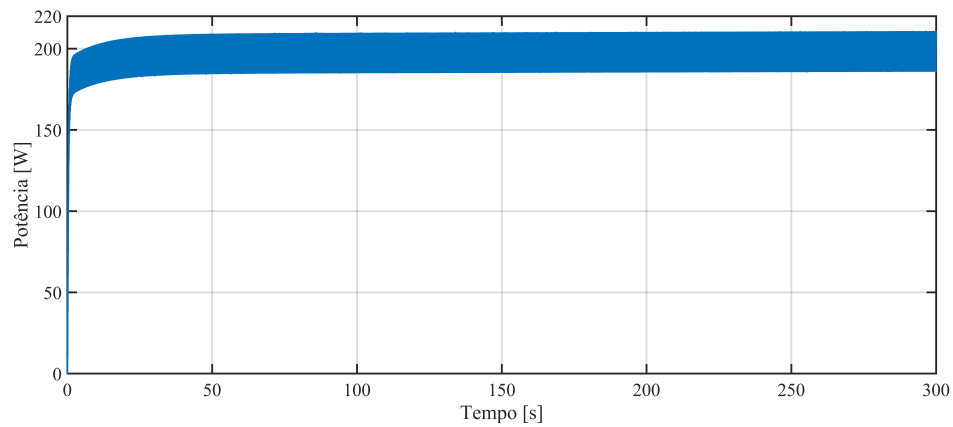
(c)  $150 < t [s] < 155$



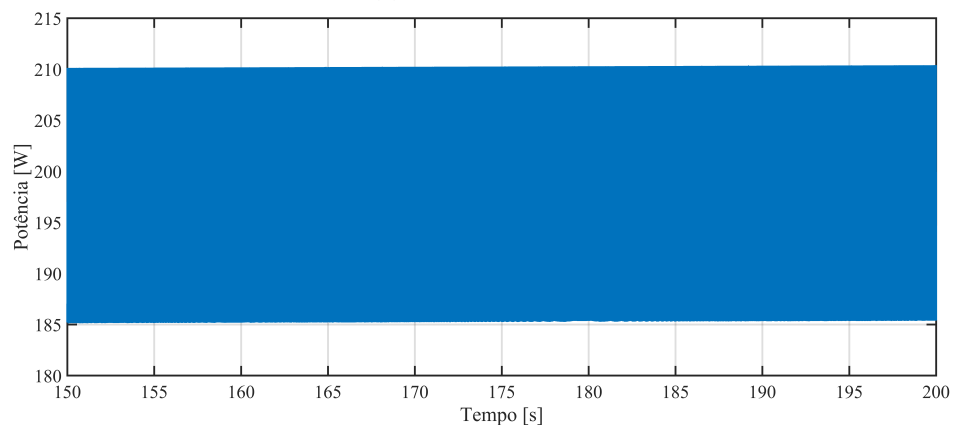
(d)  $150 < t [s] < 150,05$

Figura 3.4 – Evolução da corrente e da tensão para velocidade do vento de 27 m/s.

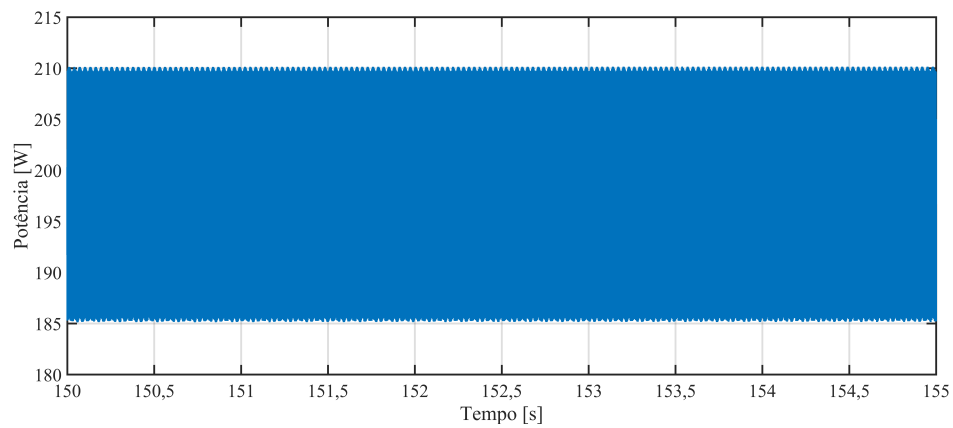
## Determinação da energia produzida por um gerador eólico de baixa potência



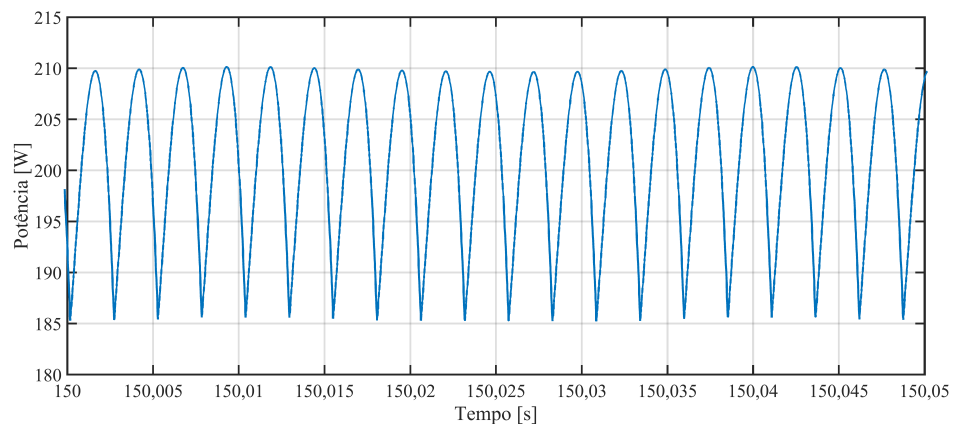
(a)  $0 < t [s] < 300$



(b)  $150 < t [s] < 200$



(c)  $150 < t [s] < 155$



(d)  $150 < t [s] < 150,05$

Figura 3.5 – Evolução da potência para velocidade do vento de 27 m/s.

### 3.1 Wattímetros

Numa primeira análise ir-se-á estudar o comportamento dos dispositivos comercialmente disponíveis com o propósito de medir a potência e a energia gerada em aerogeradores de baixa potência. A partir do estudo feito destes aparelhos, e com a informação disponível que foi possível recolher, podemos dizer que estes dispositivos têm todos o mesmo princípio de funcionamento. Estes aparelhos amostram a corrente e a tensão, a maioria deles a uma frequência de 2 Hz (foi encontrado um exemplo que funcionava a 15 Hz), e depois multiplicam essas grandezas digitalmente (Measurelogic, 2013; Nortronics, 2009; Windynation, 2015). Na figura 3.6 podemos ver qual o erro originado por frequências de amostragem tão baixas. Em amostragens sucessivas o sinal que está a ser medido altera muito e muitas vezes o seu valor. Este erro na medição da potência, em que o aparelho mede 185 W enquanto a média da potência são 200 W, cria um erro na medição da energia produzida. Ao ser integrada a potência, os desvios em relação à média afastam a estimativa da energia daquilo que foi realmente produzido.

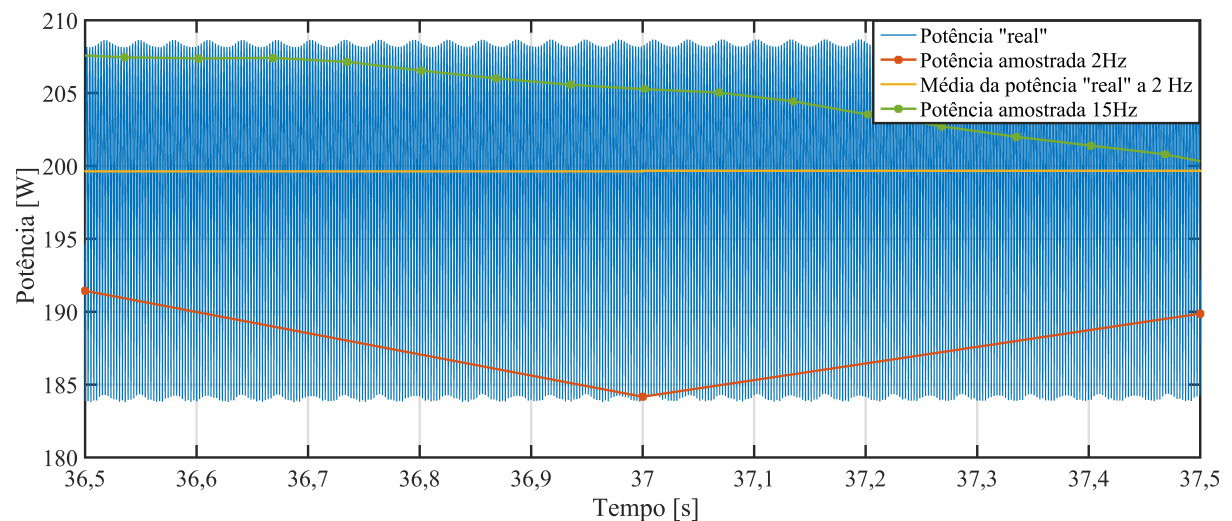


Figura 3.6 – Diferença entre potência e potência amostrada a 2 e 15 Hz, com velocidade do vento de 27 m/s.

Apesar de ser claro que a medição da potência tem um erro significativo, como ele pode ser positivo ou negativo, quando integrado não induz um desvio tão significativo como o esperado na medição da energia. Na figura 3.7 está representada a diferença entre a energia calculada integrando a potência “real” e integrando a potência amostrada a 2 Hz. Apesar de o erro na medição de energia apresentar períodos de diminuição, a tendência em períodos longos aparenta ser a de o erro aumentar. Esta tendência pode ser explicada pelo facto de o menor valor, da potência, estar mais distante da média do que o maior valor, e por isso o integral tem uma maior tendência a ser estimado por defeito.

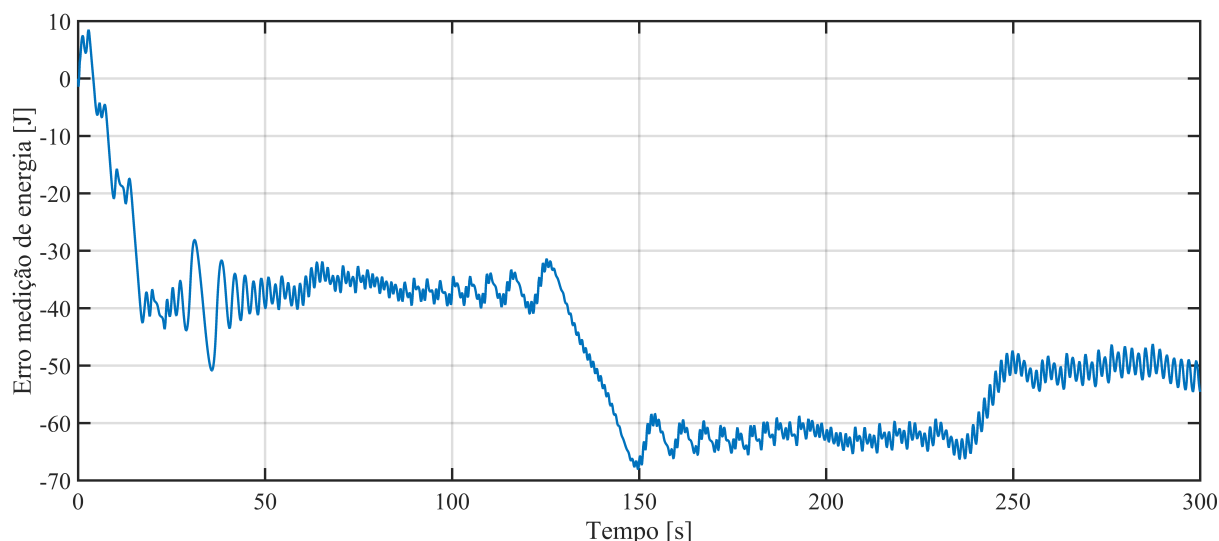


Figura 3.7 – Diferença entre integral da potência real e integral da potência amostrada a 2Hz.

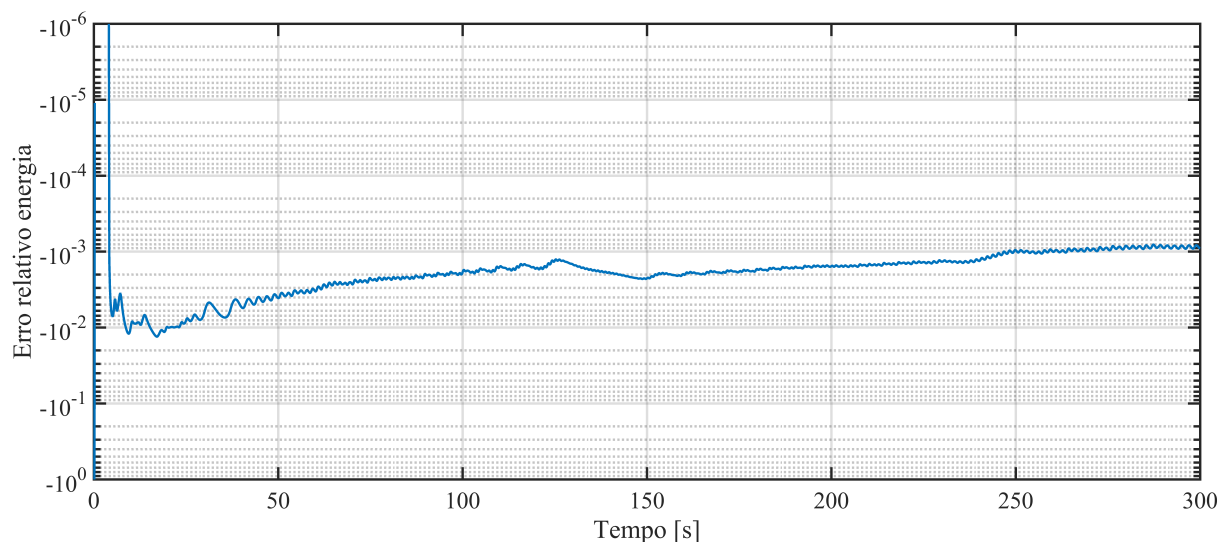


Figura 3.8 – Erro relativo na medição da energia amostrada a 2Hz.

Apesar de a partir das figuras 3.7 e 3.8 o erro na energia não ser grande, não existem garantias que o comportamento do erro seja sempre este. Neste caso em particular o erro é pequeno, varia entre 1% e 0,1%, porque a potência é calculada acima e abaixo da média e por isso, a energia estimada aproxima-se e afasta-se da energia “real”. No entanto, noutra situação, é possível que a potência seja sempre estimada por defeito, originando um erro significativo na medição da energia. Este método de medição pode por isso incorrer em erros consideráveis na medição da potência e da energia.

## 3.2 Multímetros

Nesta secção é estudada a possibilidade de usar multímetros convencionais portáteis, que meçam a corrente e a tensão, para o cálculo da potência. É importante por isso saber qual

a forma de funcionamento destes aparelhos. A informação disponível sobre multímetros é bastante escassa, sendo que só foi possível obter as suas formas de funcionamento genéricas.

Os multímetros normalmente permitem medir correntes e tensões AC ou DC, mas no caso em estudo estes dois modos apresentam-se sobrepostos. É necessário saber qual o melhor modo de funcionamento para a aplicação em causa.

No modo AC os multímetros *true RMS* medem o valor *RMS* de um sinal AC. Os multímetros que não medem *true RMS* medem valores com erros elevados para formas de onda não sinusoidais e por isso são descartados desta análise logo à partida.

De acordo com Meettechniek (2016), que testou a forma como diferentes multímetros medem diferentes formas de onda, a medição no modo AC é feita de forma AC acoplado (esta informação foi também confirmada nos catálogos dos principais fabricantes de multímetros (Keysight, 2016)). Isto é, a parte contínua do sinal (componente DC) é removida, e por isso, no nosso caso, em que existe componente DC, o multímetro iria medir o desvio padrão (equação (3.3)) e não o valor *RMS*, como vemos nas equações (3.2) até (3.4). Não será então possível medir a corrente e tensão no modo AC.

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \times \int_0^T v(t)^2 dt} \quad (3.2)$$

$$V_{desvp} = \sqrt{\frac{1}{T} \times \int_0^T (v(t) - V_{medio})^2 dt} \quad (3.3)$$

$$V_{medio} = V_{DC} = \frac{1}{T} \times \int_0^T v(t) dt \quad (3.4)$$

Por outro lado, no caso da medição DC a grandeza a medir é amostrada a frequências de 100kHz, através de ADCs do tipo SAR (*successive approximation register*), e depois o valor disponibilizado ao utilizador será a média dos valores obtidos entre tempos de atualização (Radio-Electronics, 2016). Os tempos de atualização costumam ser de 1 segundo. Isto permite, para correntes e tensões contínuas, filtrar pequenas variações introduzidas, por exemplo, por ruído. O multímetro mede a média da corrente e da tensão, logo a potência calculada a partir do produto destas duas médias não será igual à potência média, como se evidencia na equação (3.5).

$$P_{media} = \frac{1}{T} \times \int_0^T i(t) \times v(t) dt \neq \overline{v(t)} \times \overline{i(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \times \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (3.5)$$

No caso de um multímetro será também necessário ter em conta a escala em que o multímetro está a funcionar e os erros que daí advêm. Existem multímetros com capacidade de ajustar automaticamente a sua escala à variável a medir, essa função é normalmente chamada de *autorange*.

Como o sinal que queremos medir varia muito e a mudança de escala demora um tempo não conhecido foi considerado que o multímetro tem escala fixa. Se a escala não for fixa e como o sinal de entrada varia, o multímetro poderá estar constantemente a mudar de escala.

De forma a aproximar a simulação da realidade foi considerado que o multímetro usado tem  $3\frac{1}{2}$  dígitos e que as escalas são fixas nos 20,00 A e nos 200,0 V. Para a velocidade de vento de 27 m/s a potência lida pelos multímetros está representada na figura 3.9. Da figura 3.9 podemos constatar que o sistema tem um bom comportamento quando a potência média tem uma variação pequena, mas que nos instantes iniciais, enquanto a potência média está a variar, o sistema de medição é muito lento e não traduz bem a variação da potência. A potência varia de 0 W até 184 W durante o primeiro segundo e, a partir dos multímetros, a potência é vista como constante e igual a 119,5 W.

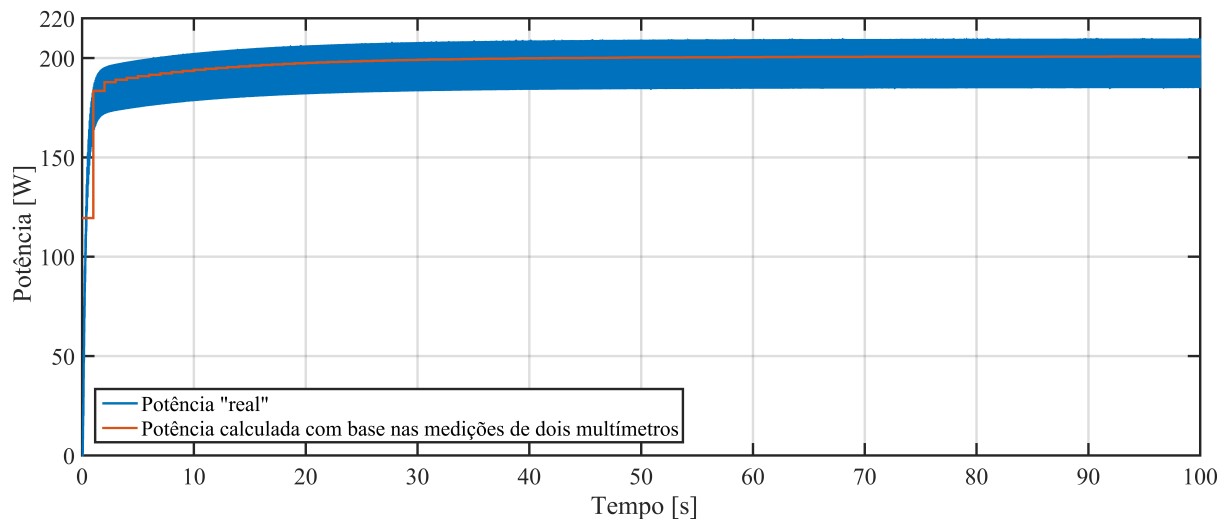


Figura 3.9 – Potência gerada e potência calculada com base nas medições de dois multímetros.

O produto das médias aproxima-se da média do produto quando um dos fatores é aproximadamente constante, então o maior erro é cometido quando existe uma variação grande de ambos os fatores. No caso de vento constante a 27 m/s isso ocorre nos instantes iniciais como se constatou da figura 3.4a. Nas figuras 3.10 e 3.11 está representado o erro na leitura da potência média usando multímetros de  $3\frac{1}{2}$  e de  $4\frac{1}{2}$  dígitos respetivamente. Este erro é definido como a diferença entre a média da potência real e a média da potência calculada com base nas medições dos dois multímetros. Da análise da figura 3.11, verifica-se que o maior erro está nos instantes iniciais, sendo que depois o erro mantém-se entre  $\pm 0,05$  W, ou seja um erro relativo de 0,025%. Por outro lado, da comparação da figura 3.11 com a figura 3.10 verifica-se que o erro, na figura 3.10, é maioritariamente devido ao menor número de dígitos dos multímetros usados, no entanto esse erro ainda é pequeno visto não exceder 0,2% de 200 W.

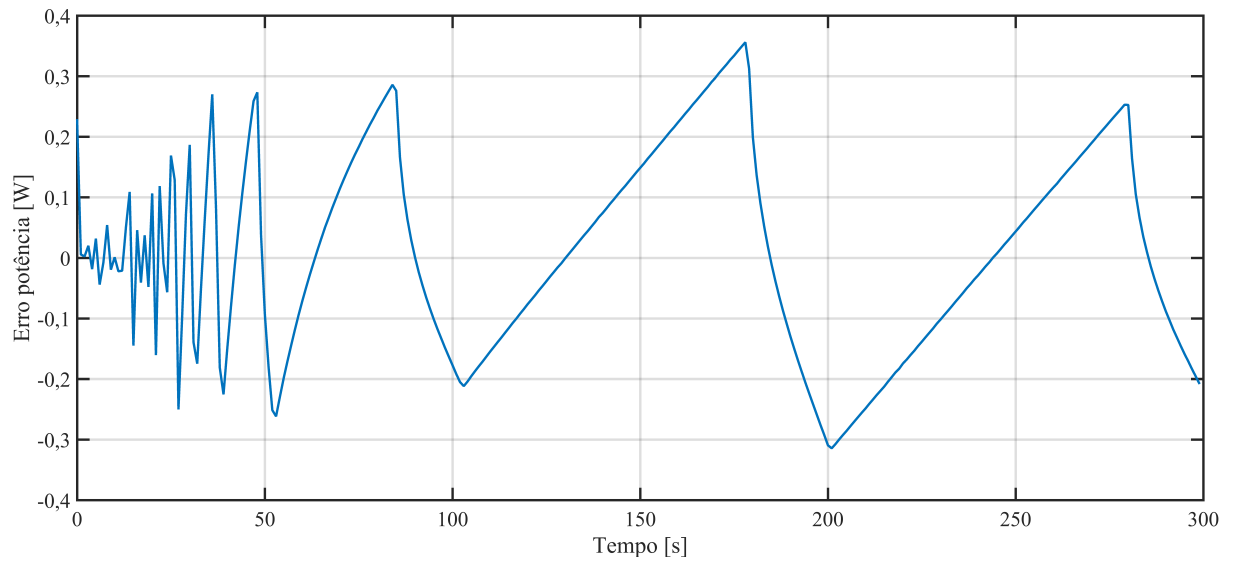


Figura 3.10 – Erro na leitura da potência média usando multímetros de  $3\frac{1}{2}$  dígitos.

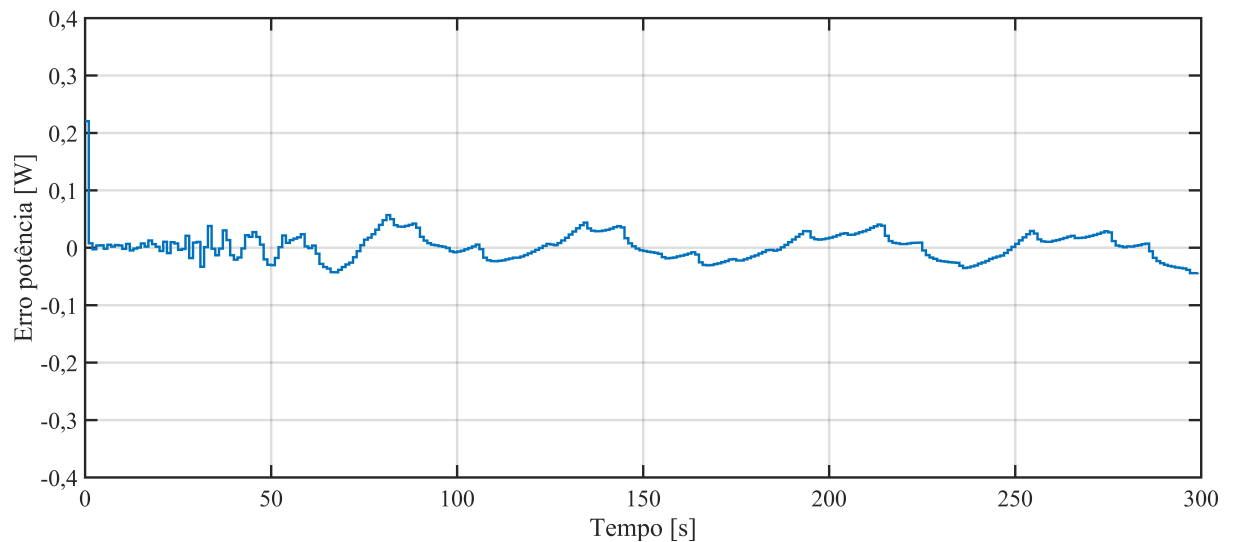


Figura 3.11 – Erro na leitura da potência média usando multímetros de  $4\frac{1}{2}$  dígitos.

Na figura 3.12 está representado o erro na medição de energia através de dois multímetros de  $3\frac{1}{2}$  dígitos. O cálculo da energia apresenta um erro inicial grande, mas que depois oscila entre valores menores, tal como se constata da figura 3.12. É de notar no entanto, que o erro percentual máximo é de apenas 0,2%.

Nas figuras 3.13 e 3.14 está representado o erro cometido na medição da potência e da energia produzida pelo gerador eólico para um perfil de vento variável.



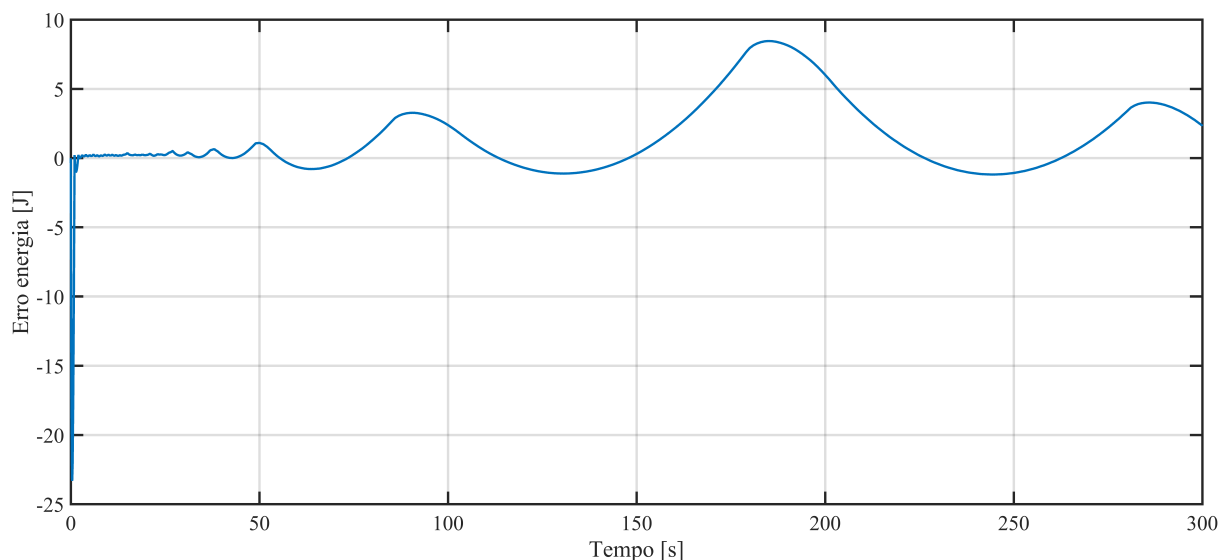


Figura 3.12 – Erro na medição de energia através de dois multímetros de  $3\frac{1}{2}$  dígitos, com velocidade do vento de 27 m/s.

No caso da medição da potência gerada com um perfil de vento variável, o erro máximo é maior (em termos relativos) do que o erro com um perfil de vento constante, como podemos constatar na figura 3.13. Enquanto que com o perfil de vento constante, o erro apresenta um máximo no instante inicial e depois os erros nos instantes seguintes são sempre significativamente mais pequenos, neste caso o erro aproxima-se do valor máximo ao longo de todo o período de tempo considerado.

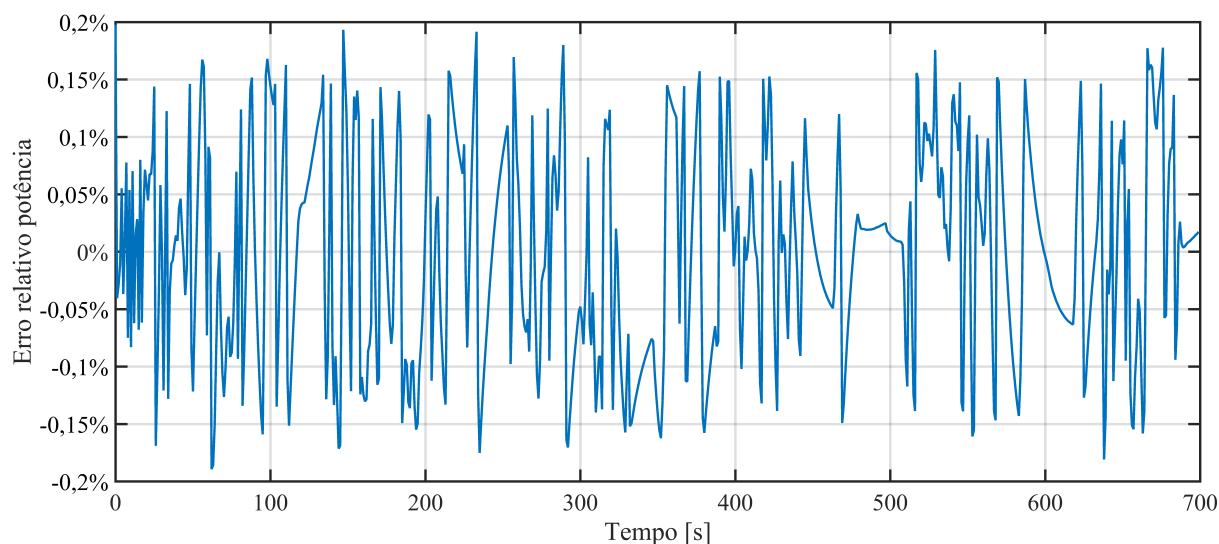


Figura 3.13 – Erro relativo no cálculo da potência gerada com perfil de vento variável.

O erro no cálculo da energia (figura 3.14) é grande inicialmente, superior a 100%, mas diminui rapidamente, mantendo-se maior parte do tempo entre os 1% e os 0,1%.

Os erros cometidos na medição da potência calculada com base nas medições de dois multímetros são pequenos, com exceção do período inicial. É preciso no entanto notar que,

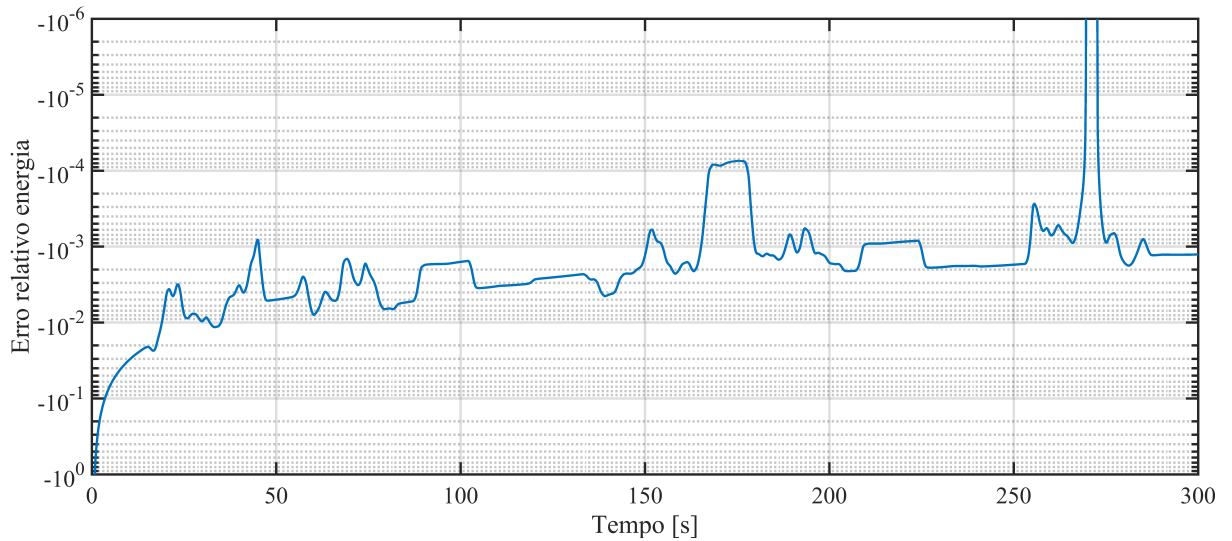


Figura 3.14 – Erro relativo no cálculo da energia gerada com perfil de vento variável.

apesar da diferença da média da potência “real” e da potência calculada a partir dos dois multímetros ser pequena, a diferença entre a potência calculada com base nos multímetros e a potência instantânea atinge valores, no caso do perfil de vento variável, de 34,5 W, 29,4% da potência máxima (117,3 W) para este perfil de vento.

Na figura 3.15 está representada a potência “real” e a potência calculada a partir dos multímetros. Como se pode visualizar na figura 3.15, a filtragem realizada pelos multímetros causa uma perda de informação que leva a uma curva de potência que não reflete bem a realidade, nomeadamente quando existem grandes variações de potência.

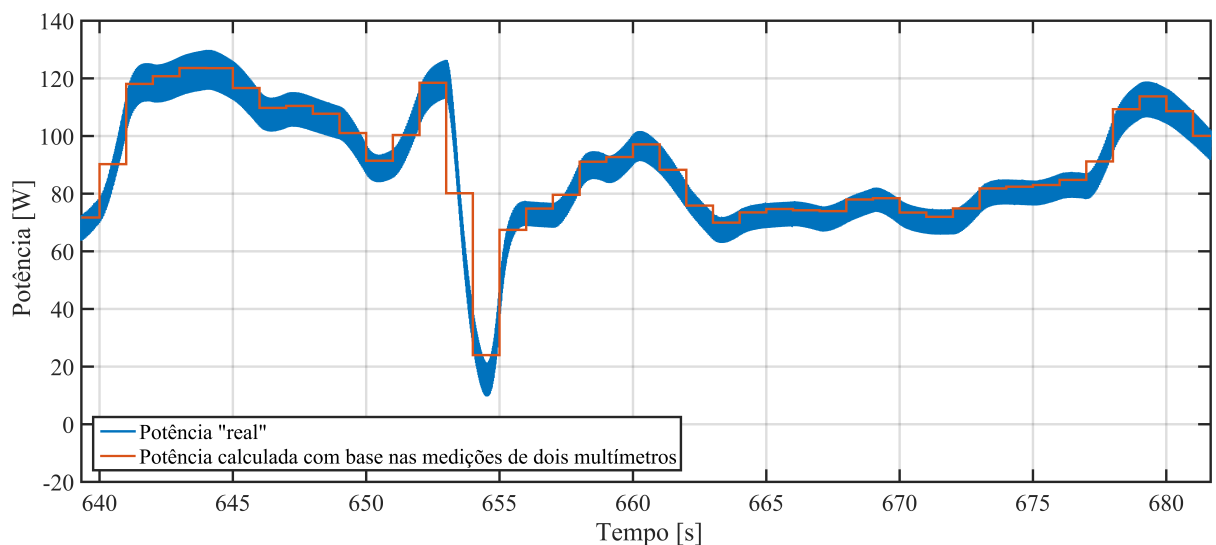


Figura 3.15 – Potência “real” e potência calculada com base nas medições de dois multímetros.

O uso de multímetros para o cálculo da potência e energia média pode ser uma boa opção para a medição destes parâmetros em ambiente de laboratório, com condições de vento constantes e controladas. Mas, como método a implementar numa boia oceanográfica não deverá

ser prático nem económico.

### 3.3 Amostragem rápida

A mais simples forma de calcular a potência e por inerência a energia gerada no aerogerador é amostrar a corrente e a tensão e posteriormente multiplicar as duas. A questão que se levanta é: a que frequência é necessário amostrar de forma a que o erro de medição da potência média seja baixo?

Tendo em conta que a diferença entre sinal amostrado e original depende da frequência do sinal original, a análise vai ser dividida em duas partes. Na primeira parte será estudado o comportamento do sistema para a velocidade de vento máxima (27 m/s), visto ser nessas condições que a turbina tem a velocidade de rotação máxima e por isso a frequência de variação da potência gerada será máxima. Na segunda parte será analisado o sistema para a velocidade de vento mínima (5 m/s) (a velocidades inferiores a esta é considerado que a turbina não produz energia).

#### 3.3.1 Velocidade do vento de 27 m/s

Como foi visto na figuras 3.4d e 3.5d a corrente, a tensão e a potência têm uma oscilação de frequência aproximadamente igual a 392 Hz. Será por isso necessário amostrar no mínimo a  $392 \text{ Hz} \times 2 = 784 \text{ Hz}$  se quisermos evitar problemas de *aliasing*. Como a potência será integrada pela regra dos trapézios é importante que a média da potência entre duas amostras não se desvie muito da média dessas amostras. Para ilustrar o erro devido a uma baixa frequência de amostragem, é dado o exemplo de uma amostragem a 100 Hz. Na figura 3.16 está representada a potência e a curva de potência obtida quando amostrada a 100 Hz, onde é bastante notório o efeito do *aliasing*. Está também representada a evolução da média da potência “real” entre duas amostras consecutivas e a média considerando apenas essas duas amostras. Entre duas marcas vermelhas consecutivas (amostras da potência) é calculada a média do sinal da potência “real” (amarelo) e a média das duas amostras (roxo). A figura 3.16 ilustra assim o erro que é cometido quando a frequência de amostragem é demasiado baixa.

Na figura 3.17 está representada a diferença máxima entre as médias referidas acima para diferentes frequências de amostragem. Nesta figura é facilmente identificável o efeito que tem o *aliasing* no erro de amostragem, sendo que só existe uma clara diminuição do erro com a frequência depois de se ultrapassar o dobro da frequência do sinal original (784 Hz). Pela análise da figura 3.17 podemos constatar também que o erro só fica inferior a 1 W para frequências de amostragem superiores a 8333 Hz. Por os dados “reais” estarem amostrados com

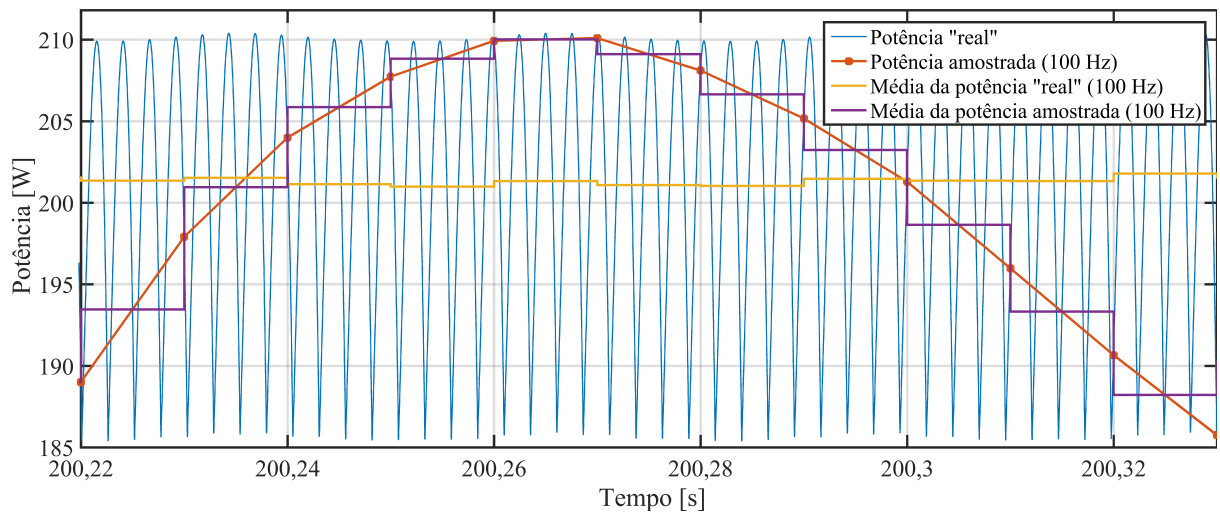


Figura 3.16 – Potência, potência amostrada e medidas de precisão da amostragem.

um tempo entre amostras de  $10^{-5}$  s, não é possível amostrar esses dados a uma frequência qualquer. Não é possível determinar a que frequência exata o erro passa a ser inferior a 1 W porque ou amostramos de 13 em 13 valores, ou seja a uma frequência de 7692,3 Hz ( $1/(13 * 10^{-5})$ ) o que dá um erro de 1,06 W, ou de 12 em 12 valores, ou seja a uma frequência de 8333,3 Hz ( $1/(12 * 10^{-5})$ ) o que dá um erro de 0,973 W. Apesar desta limitação podemos dizer que amostrando a 8,5 kHz não teremos erros superiores a 1 W.

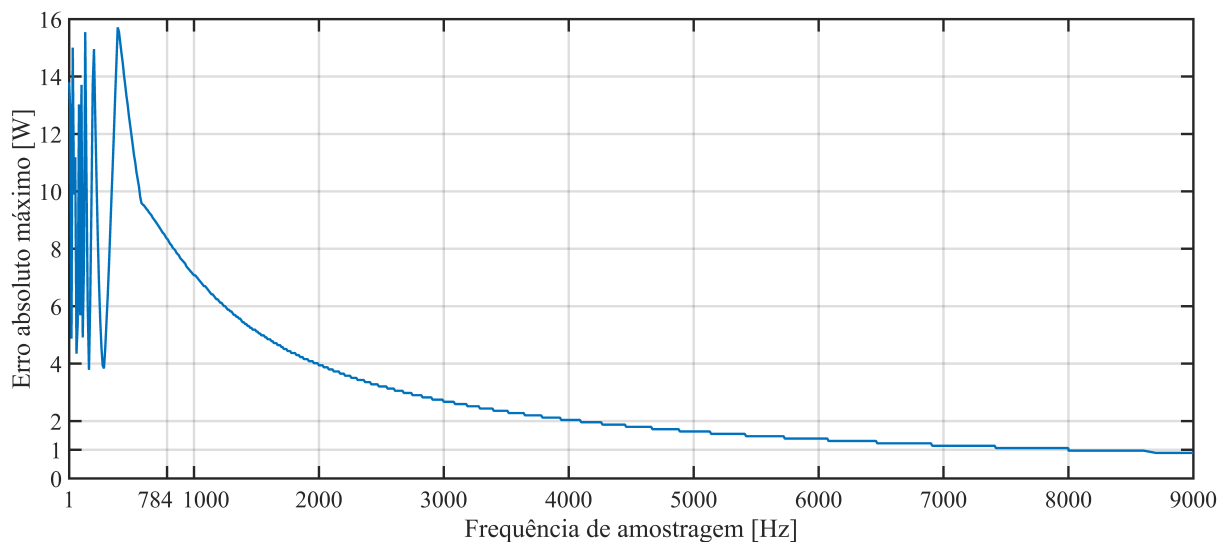


Figura 3.17 – Erro máximo absoluto entre a média da potência “real” e a média da potência amostrada em função da frequência de amostragem.

### 3.3.2 Velocidade do vento de 5 m/s

Para velocidades de vento baixas a turbina roda a uma velocidade menor logo a frequência da potência gerada será menor. Por esta razão a frequência de amostragem poderá ser menor

do que no caso anterior. Como não existe vantagem em ter um sistema que mude a frequência de amostragem, então a frequência de amostragem para a velocidade do vento de 5 m/s será na mesma 8,5 kHz. Para esta frequência de amostragem o procedimento descrito na secção anterior foi repetido e determina-se que o erro máximo cometido é de 0,053 W, confirmando a análise anterior. Na tabela 3.1 estão reproduzidos os erros máximos cometidos para diferentes velocidades de vento e para uma frequência de amostragem de 8,5 kHz. A partir da tabela 3.1 é fácil perceber que o erro aumenta com o aumento da velocidade do vento, ou seja, com o aumento da velocidade de rotação da turbina.

Tabela 3.1 – Erro cometido na amostragem da potência para velocidades de vento diferentes.

Velocidade do vento [m/s]	Erro máximo [W]
5	0,053
7	0,066
10	0,145
15	0,279
20	0,458
25	0,700
27	0,973
Vento variável	0,523

Por fim é importante referir que frequências de amostragem de 8,5 kHz são facilmente realizáveis, sendo que na secção anterior foi visto que os multímetros utilizam conversores que trabalham a 100 kHz.

### 3.3.3 Seleção do número de bits

Um fator muito importante no cálculo do erro cometido quando um sinal é amostrado é o erro na conversão analógico para digital. Se assumirmos que o ADC funciona com vírgula fixa e definirmos uma gama para a corrente de 0 A a 10 A (o máximo nas simulações foi de 7,9 A) e para a tensão de 0 V a 30 V (o máximo nas simulações foi de 27,4 V) podemos calcular a resolução do conversor para diferentes números de bits ( $n$ ) através da equação (3.6). Na tabela 3.2 estão descritas as resoluções para diferentes números de bits. Foram escolhidos os valores de 10, 12, 16, 20, 24 e 32 por serem números de bits comumente usados e existirem conversores com este número de bits para frequências de 10 kHz.

$$Res = \frac{V_{max} - V_{min}}{2^n - 1} \quad (3.6)$$

Onde:

$V_{max} - V_{min}$ , é a gama de tensão à entrada do conversor A/D,  
 $n$ , é o número de bits.

Tabela 3.2 – Resolução da conversão analógico para digital para diferente número de bits.

Número de bits	Resolução	
	Corrente [A]	Tensão [V]
10	0,00977517106	0,02932551320
12	0,00244200244	0,00732600733
16	0,00015259022	0,00045777066
20	0,00000953675	0,00002861026
24	0,00000059605	0,00000178814
32	0,00000000233	0,00000000698

De Abramowitz e Stegun (2012) concluímos que o erro na avaliação de uma função de duas variáveis é dado pela equação (3.7).

$$\Delta f \approx \frac{\partial f}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} \Delta x_2 \quad (3.7)$$

Onde:

$f(x_1, x_2)$ , é a função a avaliar,  
 $x_1$  e  $x_2$ , são as variáveis da função,  
 $\Delta x_1$  e  $\Delta x_2$ , são o erro absoluto em  $x_1$  e  $x_2$ .

Como os valores da corrente e da tensão serão multiplicados um pelo outro então o erro cometido será definido pela equação (3.8), que toma o valor máximo quando ambas as variáveis têm o valor máximo, equação (3.9).

$$\Delta P \approx i \times \Delta v + v \times \Delta i \quad (3.8)$$

$$\Delta P_{max} = i_{max} \times \Delta_{max}(v) + v_{max} \times \Delta_{max}(i) \quad (3.9)$$

Não considerando qualquer outra fonte de erros na conversão, podemos dizer que o erro máximo de cada medição é igual à resolução da medição e por isso, aplicando a equação (3.9) aos valores da tabela 3.2, obtemos os erros máximos para a medição da potência dispostos na tabela 3.3. O  $i_{max}$  e o  $v_{max}$  foram considerados iguais aos valores máximos da respetiva escala, 10 A e 30 V.

Tabela 3.3 – Erro máximo na medição de potência para diferente número de bits do ADC.

Número de bits	$\Delta P_{max}$ [W]
10	0,586510263
12	0,146520146
16	0,009155413
20	0,000572205
24	0,000035762
32	0,000000140

De forma a poder desprezar a influência deste erro ele deverá ser uma ordem de grandeza inferior ao erro máximo admissível. Como visto anteriormente (tabela 3.1) o erro máximo devido à amostragem é de 0,973 W, ou seja, o erro na conversão deve ser inferior a 0,0973 W. Esse requisito só é cumprido quando usado um ADC de 16 ou mais bits. Considera-se assim que 16 bits serão suficientes para os ADC de aquisição de corrente e tensão.

### 3.4 Dispositivos *True RMS*

De forma a tentar diminuir a necessidade de amostrar muito rapidamente a tensão e a corrente, nesta secção analisa-se o comportamento de um sistema que ao invés de amostrar a corrente e a tensão amostra o valor *RMS* dessas grandezas. Considera-se que o valor *RMS* é calculado através de um circuito analógico que é depois amostrado por um ADC.

O valor *RMS* de um conjunto de valores é a raiz quadrada da média aritmética dos quadrados desses valores, equação (3.10). Para um sinal de tempo contínuo é a média do quadrado da função que define o sinal, tal como definido na equação (3.11).

$$x_{rms} = \sqrt{x^2} \quad (3.10)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [f(t)]^2 dt} \quad (3.11)$$

Existem dois grupos de conversores *RMS*, os chamados *true RMS* que aplicam as equações 3.10 e 3.11 e os conversores que estimam o valor *RMS* através do valor de pico da onda do sinal. Estes últimos só funcionam bem quando a onda a analisar é sinusoidal, pelo que, por não ser o caso, não serão alvo de mais nenhuma análise.

Os conversores *true RMS* usam um cálculo implícito para calcular o valor *RMS* de um sinal de entrada. A sua estrutura básica está representada na figura 3.18.

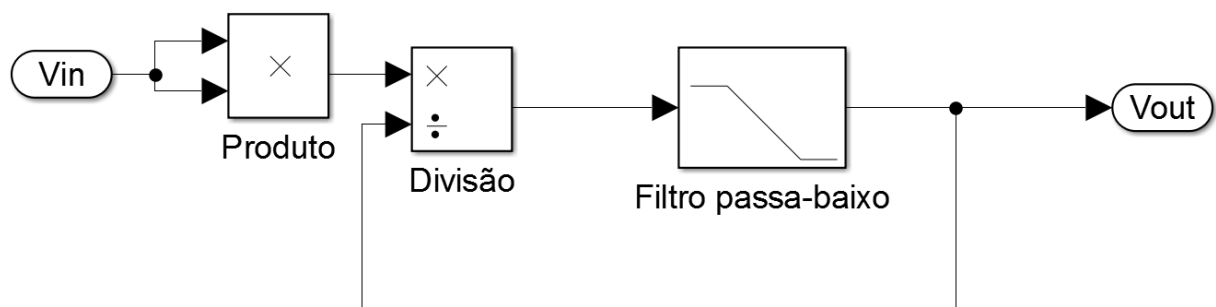


Figura 3.18 – Conversor *true RMS*.

A análise deste circuito é simples e pode ser explicada pelas equações (3.12) até (3.15). A

entrada do filtro passa-baixo é igual a  $V_{in}^2/V_{out}$  e, como a saída do filtro passa-baixo tomará a média deste valor, podemos definir a saída pela equação (3.12) (Linear Technology, 2011).

$$V_{out} = \left( \frac{V_{in}^2}{V_{out}} \right) \quad (3.12)$$

Como  $V_{out}$  é essencialmente constante.

$$V_{out} = \frac{\overline{V_{in}^2}}{V_{out}} \quad (3.13)$$

$$V_{out}^2 = \overline{V_{in}^2} \quad (3.14)$$

$$V_{out} = \sqrt{\overline{V_{in}^2}} = RMS(V_{in}) \quad (3.15)$$

Neste sistema a principal dinâmica a ter em conta será a do filtro passa-baixo, sendo que não foram tidos em conta quaisquer erros ou dinâmicas associadas aos multiplicadores/divisores. A multiplicação e divisão é feita através de circuitos log/antilog ou, mais recentemente, usando um modulador  $\Delta\Sigma$  o que permite diminuir erros de linearidade, a largura de banda deixar de mudar com a amplitude do sinal e o ganho não deriva com a temperatura (Linear Technology, 2011). Foi criado um modelo de um destes conversores, representado na figura 3.18. De forma a validar o modelo foi comparada a sua resposta a um degrau com a resposta de um conversor real (LTC1966). A diferença entre as duas respostas não ultrapassa 3,5%, como se vê na figura 3.19.

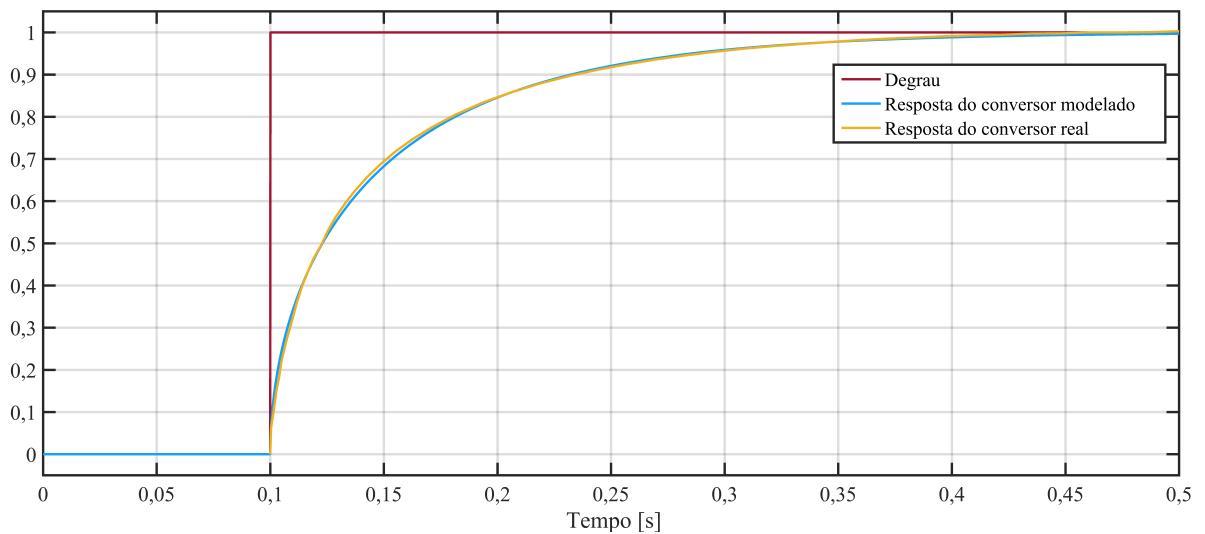


Figura 3.19 – Comparação da resposta de um conversor *true RMS* modelado e real (Linear Technology, 2011).



O único parâmetro que pode ser mudado pelo utilizador destes conversores é o filtro passa baixo, através da mudança do condensador aplicado em paralelo com a saída do conversor. O objetivo da utilização destes conversores é diminuir a frequência a que é necessário amostrar e por isso foi escolhida uma frequência de corte do filtro suficientemente baixa para a oscilação da saída ser mínima, em condições de vento constante, e ao mesmo tempo permitir ao conversor ter uma resposta suficientemente rápida para acompanhar as variações da potência por variação da velocidade do vento. A frequência encontrada foi de 1 Hz, o que corresponde a utilizar um condensador de 1  $\mu\text{F}$ .

A potência elétrica, para a abordagem seguida nesta secção, pode ser definida pela equação (3.16). O fator de potência ( $\cos \phi$ ) é definido pela razão entre a potência real (ou potência ativa) e a potência total (ou potência aparente). Em circuitos puramente resistivos, os sinais de tensão e de corrente elétrica estão em fase, ou seja, mudam a sua polaridade no mesmo instante em cada ciclo. Quando cargas ativas ou reativas estão presentes, tais como indutores e condensadores, o armazenamento de energia nessas cargas resulta numa diferença de fase entre as ondas de tensão e corrente. Esse desfasamento significa que a potência real no circuito não é igual ao produto dos valores *RMS* da corrente e da tensão.

$$P = P_{aparente} \times \cos \phi = V_{rms} \times I_{rms} \times \cos \phi \quad (3.16)$$

Na figura 3.20 podemos ver que o fator de potência não deve ser desprezado, visto que o erro na medição de energia vai sendo acumulado, o que leva a que o erro na energia seja sempre crescente. Ao fim de 300 segundos (5 minutos) o erro acumulado será de 26,9 J em 60 kJ, ou seja um erro de 0,045% para o vento constante de 27 m/s, para o vento constante de 5 m/s será de 196,5 J em 733 J, ou seja um erro de 26,7%.

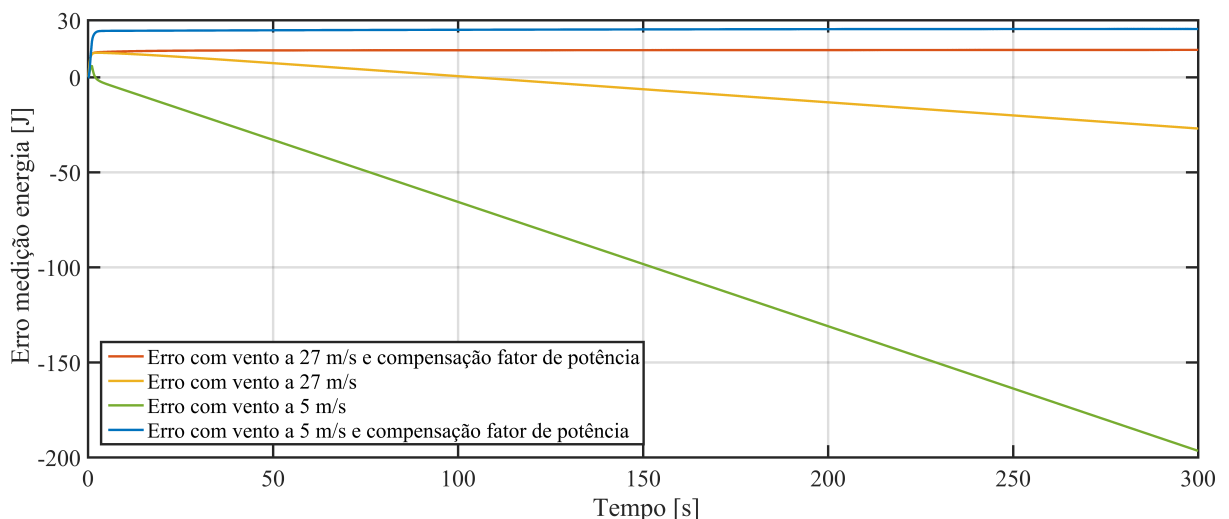


Figura 3.20 – Erro na medição de energia com um conversor *true RMS*.

Visto que não é possível desprezar o fator de potência, é necessário saber o seu valor por forma a ser possível calcular a potência real em vez da aparente. Foi calculado o fator de potência para diferentes velocidades do vento, de forma a tentar criar uma relação entre a potência aparente e o fator de potência. O fator de potência foi calculado segundo a equação (3.17), em que a potência real é a média da potência instantânea ao longo de um número inteiro de períodos e a potência aparente é o produto da tensão e corrente *RMS* ao longo do mesmo período de tempo. Na tabela 3.4 estão os resultados obtidos para diferentes velocidades do vento e nas mesmas condições das simulações já realizadas e definidas no início do capítulo 3.

$$\cos \phi = \frac{P_{real}}{P_{aparente}} \quad (3.17)$$

Tabela 3.4 – Fator de potência para diferentes velocidades do vento.

Velocidade do vento	Potência média	Potência aparente	$\cos \phi$
27	201,14	201,28	0,9993
15	56,03	56,09	0,9990
10	19,40	19,72	0,9839
7	6,599	7,294	0,9047
5	2,097	2,752	0,7619

Na figura 3.21 estão representados os dados da tabela 3.4 e uma curva, definida pela interpolação linear entre pares consecutivos de dados.

Aplicando a curva da figura 3.21 à potência aparente calculada obtemos uma diminuição clara do erro para as velocidades de vento a que foi calculado o fator de potência, tal como foi visto na figura 3.20. Por outro lado, se em vez de usarmos uma velocidade de vento constante, usarmos um perfil de vento variável, apresentado na figura 3.1, o erro obtido aplicando a correção é maior do que o erro não corrigido, como vemos na figura 3.22. A causa desta falha é muito provavelmente devida ao facto de o fator de potência depender da frequência da tensão e corrente e não da potência aparente. Como não existe maneira de através do valor *RMS* saber qual a frequência do sinal não é possível estimar o fator de potência. É importante mesmo assim notar, que o erro relativo (com e sem correção) na medição de energia, fica abaixo de 10% da energia total a partir dos 1,25 segundos, e abaixo de 1% a partir dos 8 segundos, quando usado o perfil de vento variável.

Sem a existência deste problema de cálculo do fator de potência a utilização de conversores *true RMS* permitiria diminuir em muito a frequência de amostragem, em comparação com a

frequência necessária no caso de uma amostragem simples. Neste caso, e como se vê na figura 3.23, a frequência de amostragem teria que ser de apenas 22 Hz para o erro de amostragem ser inferior a 1 W. A 50 Hz o erro cometido é, no máximo, igual a 0,3 W ou seja 0,15%.

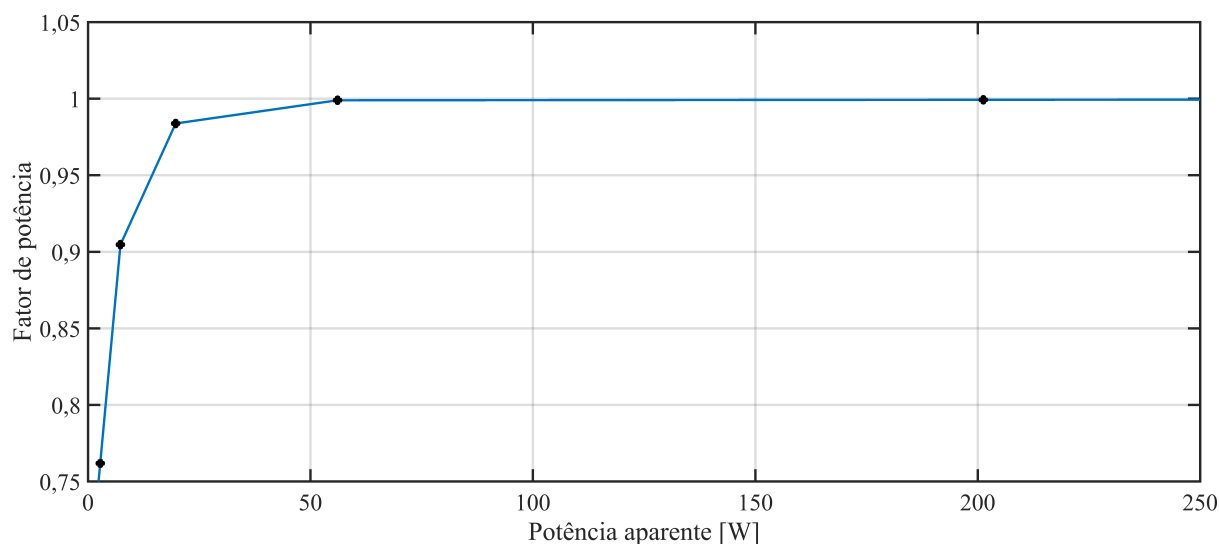


Figura 3.21 – Relação entre o fator de potência e a potência aparente.

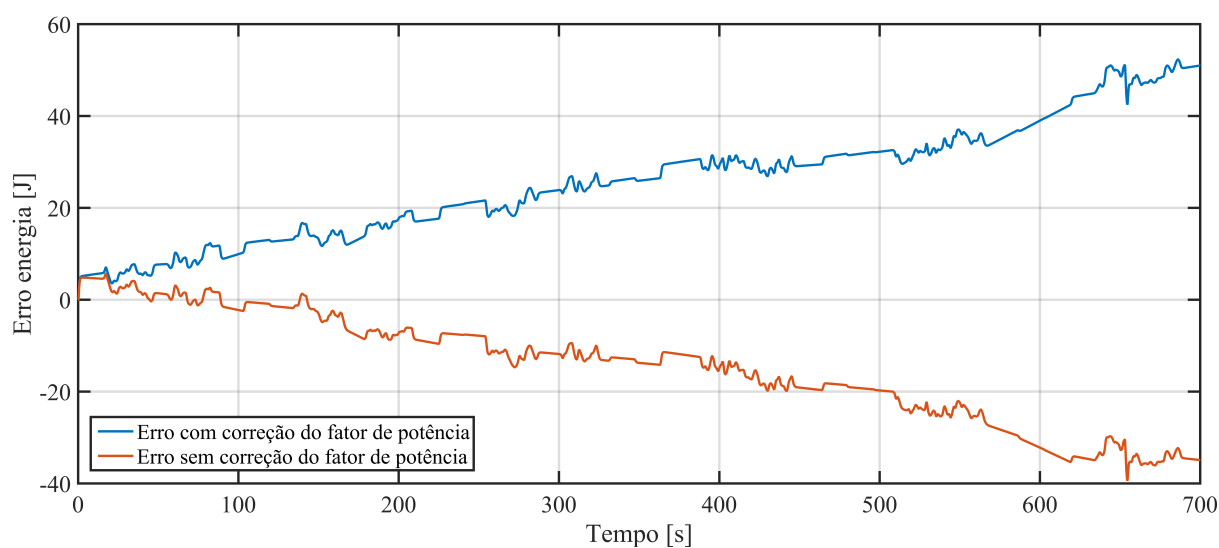


Figura 3.22 – Evolução do erro de medição da energia, com e sem correção do fator de potência (velocidade do vento variável).

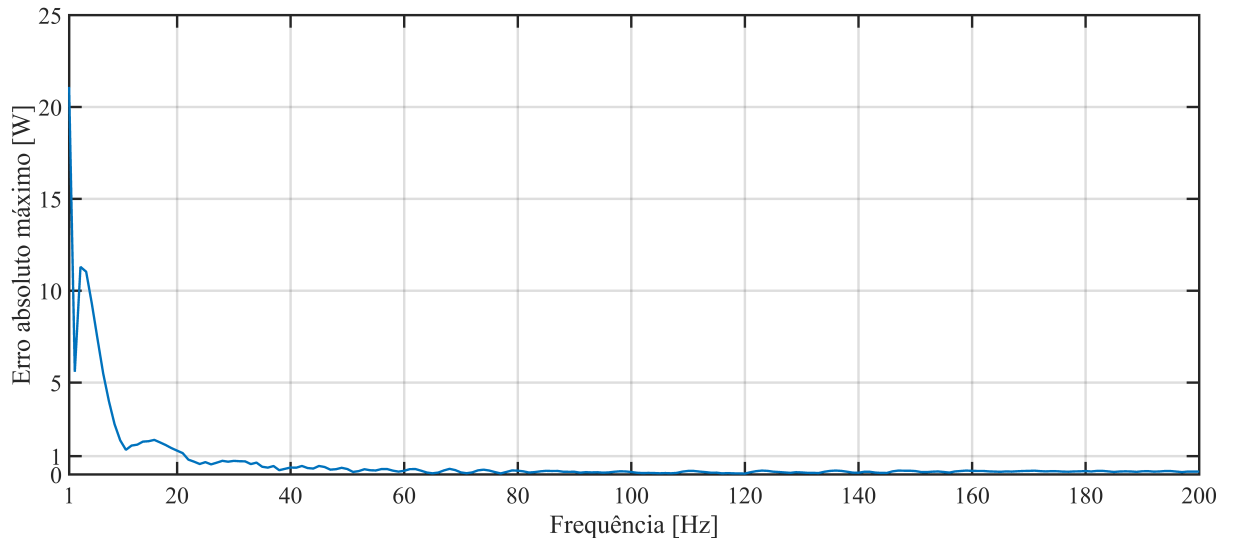


Figura 3.23 – Erro máximo absoluto entre a média da potência aparente e a da potência aparente amostrada em função da frequência de amostragem.

### 3.4.1 Método dos três voltímetros

De forma a contornar o problema da medição do fator de potência pode utilizar-se o método dos três voltímetros (Webster, 2003). Apesar do que é sugerido pelo nome do método não é obrigatório o uso de voltímetros, podendo este ser implementado recorrendo a três conversores *true RMS*, amostrados por três ADCs. Desta forma, passa a medir-se a potência entregue à bateria usando uma resistência ( $R$ ) e medindo as três tensões da figura 3.24.

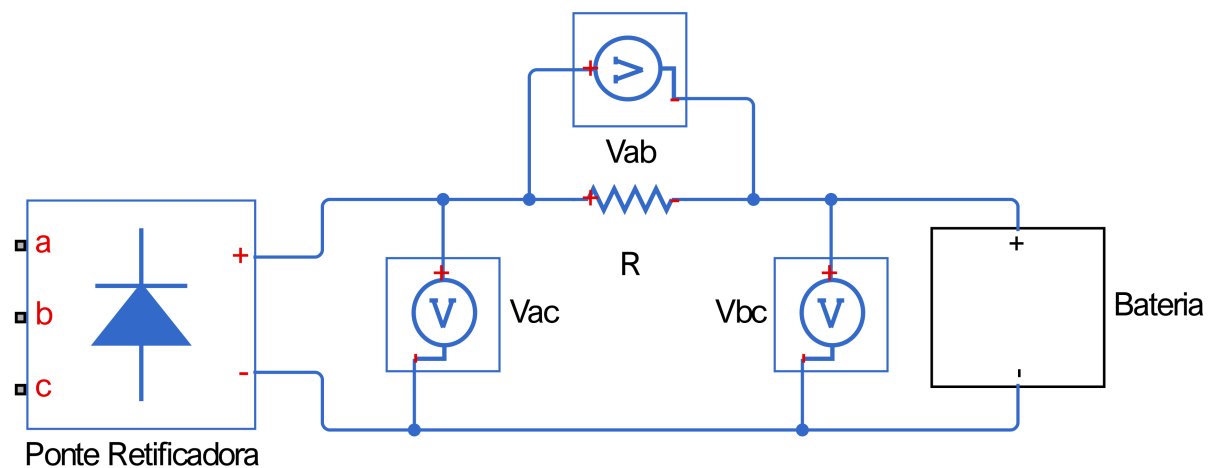


Figura 3.24 – Método dos três voltímetros.

A partir das tensões  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$  obtém-se a corrente e a tensão fornecida à bateria. Utilizando a tensão  $v_{ac}$  determina-se a diferença de fase entre corrente e tensão.

Desprezando as correntes consumidas pelos voltímetros pode assumir-se que a corrente que é fornecida à bateria ( $i_{bat}$ ) é igual à corrente que passa na resistência  $R$ , sendo possível obter a

equação (3.18), onde as letras minúsculas representam valores instantâneos.

$$v_{ac} = v_{bat} + Ri_{bat} \Rightarrow v_{ac}^2 = v_{bat}^2 + R^2 i_{bat}^2 + 2Rv_{bat}i_{bat} \quad (3.18)$$

Integrando no tempo e dividindo pelo inverso do período de tempo os dois membros da equação (3.18), obtém-se a equação (3.19).

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{ac}^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_{bat}^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T R^2 i_{bat}^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T 2Rv_{bat}i_{bat} dt \quad (3.19)$$

Substituindo por valores *RMS* e representando a potência entregue à bateria por  $P_{bat}$ , reescreve-se a equação (3.19) da seguinte forma:

$$V_{ac\_rms}^2 = V_{bat\_rms}^2 + R^2 I_{bat\_rms}^2 + 2RP_{bat} \quad (3.20)$$

Desta forma, a potência pode ser calculada pela equação (3.21) (Webster, 2003).

$$P_{bat} = \frac{V_{ac\_rms}^2 - R^2 I_{bat\_rms}^2 - V_{bat\_rms}^2}{2R} = \frac{V_{ac\_rms}^2 - V_{ab\_rms}^2 - V_{bc\_rms}^2}{2R} \quad (3.21)$$

Este sistema introduz uma resistência no circuito a medir que deverá ser pequena o suficiente para não consumir potência em demasia. Utilizou-se o valor de  $R = 0,1m\Omega$  para simular o comportamento do sistema. O cálculo do valor *RMS* é realizado pelos conversores usados anteriormente, com o mesmo filtro passa-baixo.

Na figura 3.25 está representado o erro da medição de energia usando o método dos três voltímetros para diferentes velocidades do vento. O aumento “abrupto” do erro, no início das curvas relativas a vento a velocidade constante, deve-se ao tempo de resposta dos conversores *true RMS*, sendo que, a estabilização da potência conduz à estabilização do erro. Pela mesma razão, o erro para vento de velocidade variável, aumenta e diminui, consoante a potência aumenta e diminui, e apresenta um patamar quando a potência se mantém “constante” no tempo.

Em termos relativos o erro é elevado inicialmente, devido sobretudo ao pequeno valor da energia, mas tende a aproximar-se de 0, como se observa na figura 3.26. A partir dos 8 segundos o erro apresenta um valor inferior a 1%. No caso do vento com velocidade variável o erro aparenta tender para 0,07% e não 0.

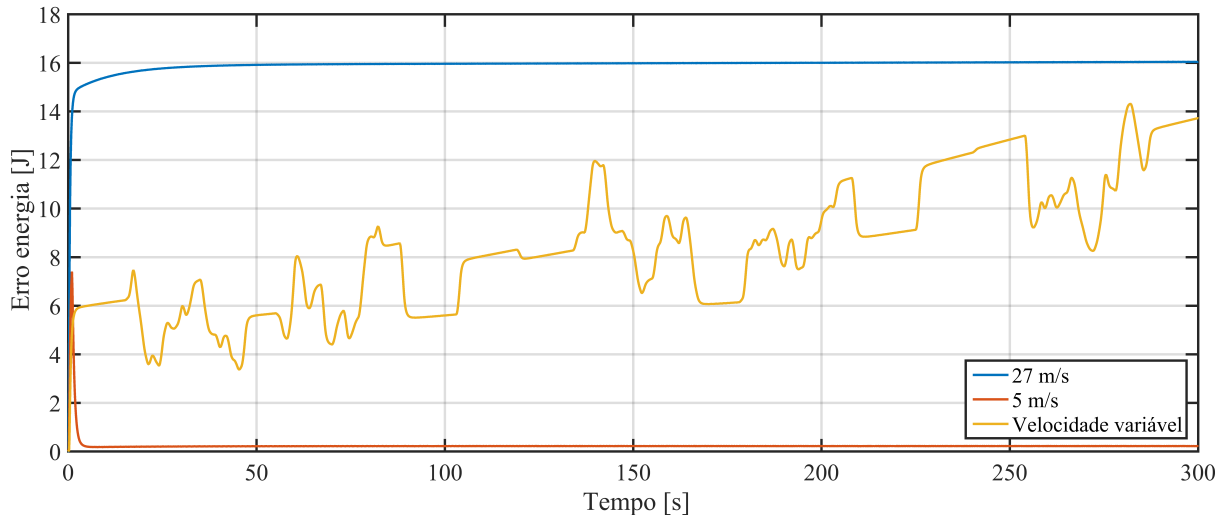


Figura 3.25 – Erro na medição da energia através do método dos três voltímetros.

O método dos três voltímetros, além de garantir erros inferiores aos do simples cálculo dos valores *RMS* da corrente e da tensão, tem ainda em consideração o fator de potência, o que evita a necessidade de recorrer a uma estimativa do seu valor. Assim, é uma melhor alternativa para o uso dos conversores *true RMS*. A principal desvantagem é ser necessário amostrar mais uma variável e ter mais um conversor.

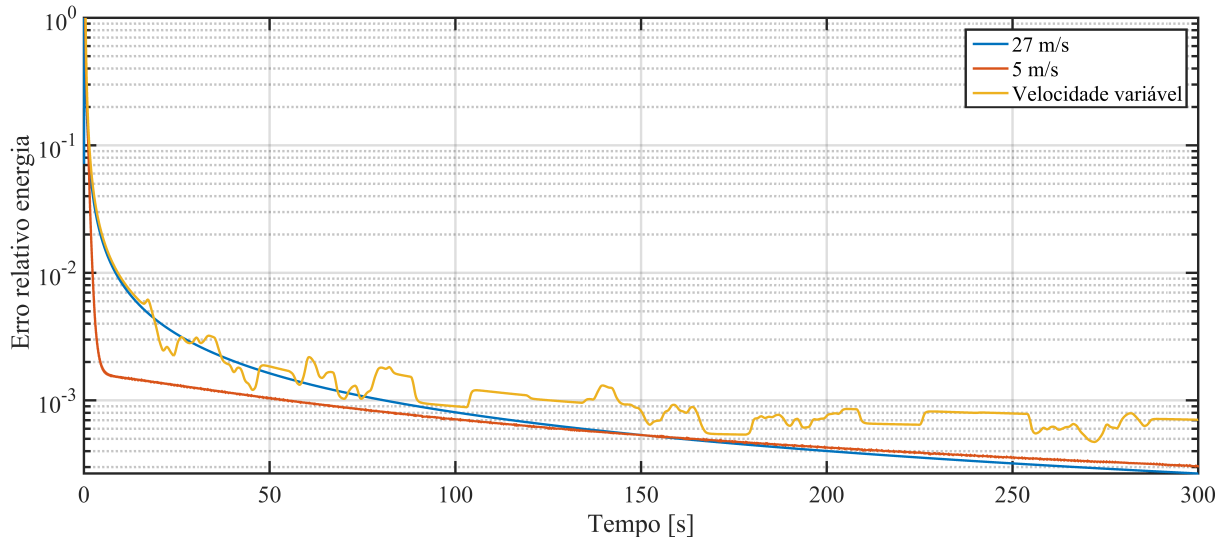


Figura 3.26 – Erro relativo na medição da energia através do método dos três voltímetros.

Por este método é ainda possível calcular o fator de potência através da equação (3.23).

$$P_{aparente} = i_{rms} \times v_{rms} = \frac{V_{ab\_rms}}{R} \times V_{bc\_rms} \quad (3.22)$$

$$\cos \phi = \frac{P_{real}}{P_{aparente}} = \frac{V_{ac\_rms}^2 - V_{ab\_rms}^2 - V_{bc\_rms}^2}{2R} \times \frac{R}{V_{ab\_rms} V_{bc\_rms}} = \frac{V_{ac\_rms}^2 - V_{ab\_rms}^2 - V_{bc\_rms}^2}{2V_{ab\_rms} V_{bc\_rms}} \quad (3.23)$$

Na figura 3.27 está representado o resultado do cálculo do fator de potência usando a equação (3.23) para o caso de vento constante de velocidade 5 m/s. Valor esse que, para o mesmo caso, tinha sido anteriormente definido como 0,7619 (tabela 3.4). No gráfico da figura 3.27 pode confirmar-se esse valor e verifica-se também que o fator de potencia é superior para os instantes iniciais. Assim, podem explicar-se os erros de medição de potência encontrados ao utilizar o valor 0,7619 para estimar a potência real a partir da potência aparente (figura 3.20, linha a azul).

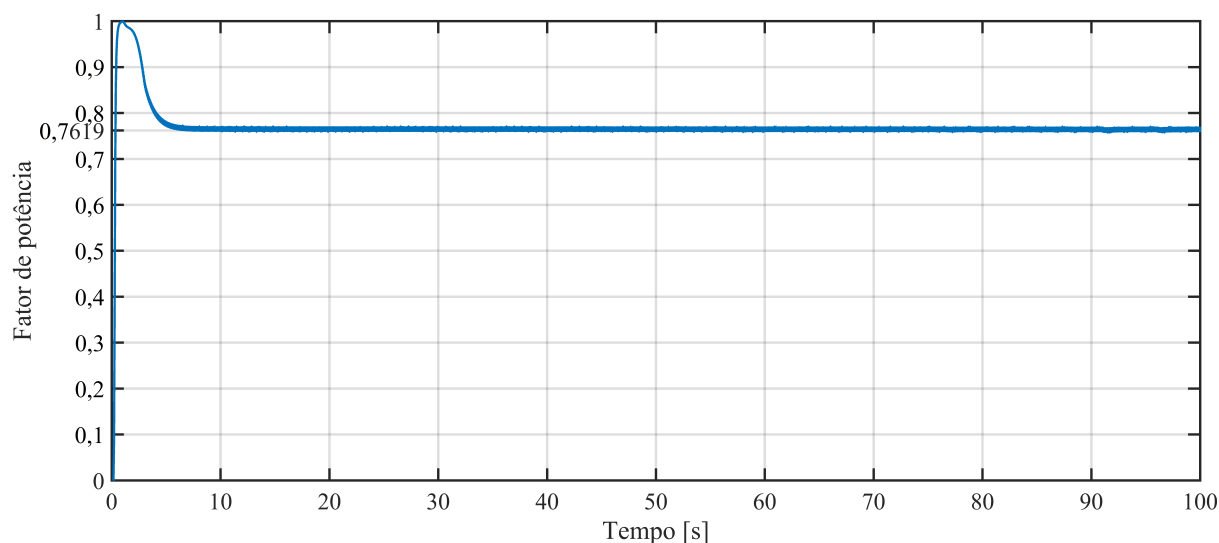


Figura 3.27 – Fator de potência calculado pelo método dos três voltímetros.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.



## 4. Conclusão

Este trabalho teve como objetivo analisar soluções para a medição da energia produzida por um gerador eólico de baixa potência que virá a ser utilizado para aumentar a autonomia energética de uma boia de monitorização oceânica.

Para atingir essa finalidade, foi desenvolvido um modelo computacional de um sistema de microgeração eólica. Foi possível, a partir do modelo, conhecer as formas de onda da corrente e da tensão à saída da ponte retificadora. Estes resultados permitiram simular o comportamento do sistema, bem como as implicações de diferentes metodologias de medição de potência e energia produzida.

Foi comprovada a hipótese inicial de que a potência gerada teria um comportamento oscilatório que não pode ser desprezado. De facto, a oscilação pode ter uma amplitude de até 25,02 W, o que representa 12,5% dos 200 W máximos do aerogerador. Esta oscilação é por isso um fator importante a ter em conta no desenvolvimento do sistema de medição de potência e energia considerado neste trabalho.

Depois de estudado o comportamento destes diversos sistemas, podemos concluir que os dispositivos comercializados com a finalidade de medir a potência/energia desprezam dinâmicas importantes e podem por isso cometer erros grandes nas medições. Entre as metodologias analisadas, a amostragem a frequências superiores a 8,5 kHz será a mais correta, não só por os erros cometidos serem pequenos mas também por permitir recriar as ondas de corrente e de tensão.

Como continuação deste trabalho será importante validar experimentalmente o modelo desenvolvido, verificar se a tensão e a corrente apresentam o comportamento encontrado, se a potência desenvolvida pela turbina é realmente a indicada no catálogo e se os coeficientes de potência usados neste trabalho refletem o comportamento da turbina. Estudar o efeito que o estado de carga das baterias tem no comportamento do sistema será também um outro aspeto a avaliar, visto que neste trabalho se considerou apenas a situação em que a bateria parte com 50% da carga máxima.

Após a validação do modelo e consequentemente das conclusões retiradas deste trabalho, será interessante materializar o sistema de medição de energia proposto e comparar os desempenhos dos diversos sistemas estudados. No caso de ser implementado o sistema proposto, o sistema que recorre a amostragens simples a frequências superiores a 8,5 kHz, o próprio sistema pode ser usado para validar o modelo. Na realização deste sistema é importante definir com que frequência devem ser guardados os dados obtidos e quais os dados a guardar, visto não ser prático guardar os dados amostrados a 8,5 kHz dado o enorme volume de informação que

isso acarreta. Por exemplo, se for assumindo que só se guarda a potência, com uma resolução de 16 bits, ao fim de um dia teriam sido guardados 1,4 GB de dados.

Como passo final deste trabalho, teria elevado interesse a aplicação do sistema de geração e medição de energia na boia oceanográfica de forma a comprovar a sua aplicabilidade em condições reais.

## Referências

- Abramowitz, M. e I. A. Stegun (2012). *Handbook of Mathematical Functions: with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. Dover Books on Mathematics. Dover Publications.
- Guedes, M. V. (1994). *Sistemas trifásicos –medida de potência*. Texto de apoio aos trabalhos de Laboratório de Máquinas Eléctricas, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.
- Keysight Technologies (2016). *U1240 Series Handheld Digital Multimeters*. Acedido em 31 de maio 2016. <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5992-0848EN.pdf?id=2661891>
- Kundur, P., N. Balu e M. Lauby (1994). *Power system stability and control*. EPRI power system engineering series. McGraw-Hill.
- Linear Technology Corporation. (2011). *Precision Micropower  $\Delta\Sigma$  RMS-to-DC Converter*. Linear Technology Corporation. Acedido em 9 de maio 2016. <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1966fb.pdf>
- MATLAB (2015). Manual de utilizador. *versão 8.6.0.267246 (R2015b)*. The MathWorks Inc.
- Measurelogic (2013). *DH96 CPM. DC Power Meter*. Acedido em 20 de fevereiro 2016. <http://www.measurlogic.com/MonitorsMeters/DCsolarPV/dh96cpm.html>
- Meettechniek (2016). “Multimeters : Measurement deviation.” Acedido em 31 de maio 2016. <http://meettechniek.info/multimeter-avo/measurement-deviation.html>
- Morshed, K. N. (2010). *Experimental and numerical investigations on aerodynamic characteristics of savonius wind turbine with various overlap ratios*. Electronic Theses & Dissertations. Paper 773. Georgia Southern University.
- Nortronics (2009). *DC multi display power meter with relay outputs, analogue signal output, RS485*. Acedido em 20 de fevereiro 2016. <http://www.foxtamcontrols.co.uk/product/detail/DC%20Multi%20Display%20Power%20Meter>
- OCEANUS (2016). “RAIA TEC.” Acedido em 7 de junho 2016. [http://www.oceanus.up.pt/projetos/raia\\_tec](http://www.oceanus.up.pt/projetos/raia_tec)
- Radio-Electronics (2016). “How a digital multimeter works.” Acedido em 31 de maio 2016. [http://www.radio-electronics.com/info/t\\_and\\_m/digital-multimeter/how-a-dmm-works-operation.php](http://www.radio-electronics.com/info/t_and_m/digital-multimeter/how-a-dmm-works-operation.php)

Riegler, H. (2003). “Hawt versus vawt: Small vawts find a clear niche.” *Refocus*, 44 – 46. Acedido em 5 de abril de 2016. doi:10.1016/S1471-0846(03)00433-5.

Tremblay, O. e L. Dessaint (2009). “Experimental validation of a battery dynamic model for ev applications.” *World Electric Vehicle Journal* 3(1), 1–10.

Webster, J. (2003). *Electrical Measurement, Signal Processing, and Displays*. Principles and Applications in Engineering. Taylor & Francis.

Windynation (2015). *ACCUMAX power meter*. Acedido em 20 de fevereiro 2016. <http://www.windynation.com/Measurements/Windy-Nation/WindyNation-AccuMax-Watt-Volt-Ammeter-Power-Meter-Analyzer-Wind-Solar-RC/-/1303?p=YzE9OQ==>

## **Anexo A: Folha de especificações do aerogerador**

Leading Edge Power. (2016). “LE-v150 vertical axis turbine.” Acedido em 10 de fevereiro 2016. Página 3. <https://www.leadingedgepower.com/>

# LE-v150 - Technical Overview

**Rotor diameter** - 270mm

**Rotor Height** - 918mm

**Rotor Type** - 3-Blade savonious

**Blade Material** - Aluminium

**Rated output** - 24W at 8m/s (18mph)

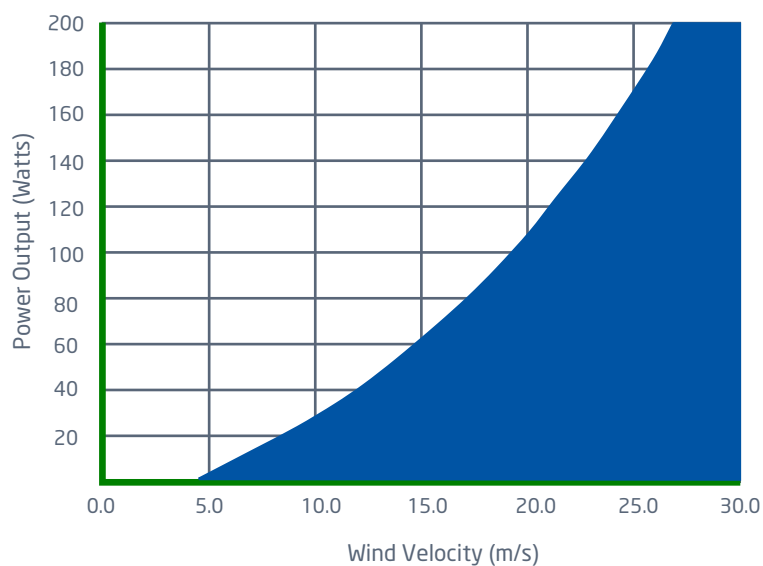
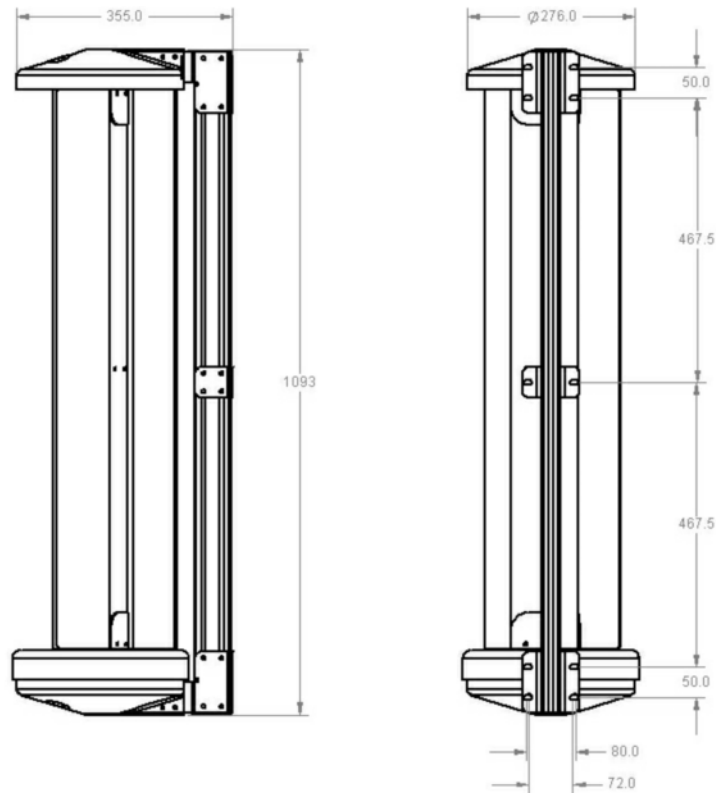
**Peak output** - 200W

**Cut-in speed** - 4m/s (9mph)

**DC output voltage** - 12V, 24V, 48V

**Weight** - 13Kg

**Warranty** - 2 years



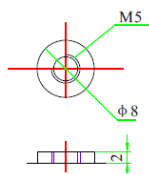
## LE-v150 Extreme

Where wind speeds can regularly reach over 27m/s (60mph), the LE-v150 Extreme is the wind turbine of choice. It features enhancements that reduce the stress and fatigue on the blades during prolonged periods of storm force winds. The overall turbine RPM is reduced while

maintaining the same power output as the standard LE-v150. In sub-zero temperatures, the black body absorbs UV light to help prevent ice build up while the low-temperature bearings mean the turbine continues generating power at temperatures down to -40 degC.

## **Anexo B: Folha de especificações da bateria**

Axcom battery technology. (2013). “6-CNFJ-14. 12V/14Ah.” Acedido em 11 de março 2016. [http://www.axcom-battery-technology.de/uploads/media/Lead\\_Crystal\\_Battery\\_CY12-14.pdf](http://www.axcom-battery-technology.de/uploads/media/Lead_Crystal_Battery_CY12-14.pdf)



INCH = MM  
0.197 5  
0.315 8  
0.079 2

Discharge current and end voltage	
Discharge current (A)	End voltage (V)
0.05C or below or Intermittent discharge	11.4
0.05C of current close to it	11.1
0.1C of current close to it	10.8
0.2C of current close to it	10.5
From 0.2C to 0.5C	10.2
From 0.5C to 1C	9.6
From 1C to 3C	9.0
Current in excess of 3C	7.8

Specification		
Nominal Voltage	12V	
Rated Capacity (10 hour rate)	14AH	
Dimension	Total Height (Top of terminals)	104mm (4.09 inches)
	Height	98mm (3.86 inches)
	Length	151mm (5.94 inches)
	Width	99mm (3.9 inches)
Weight	Approx. 4.55kg (10.02 Ibs)	
Capacity (20°C)	120 hour rate(141mA)	16.9AH
	20 hour rate(775mA)	15.5AH
	10 hour rate(1.4A)	14AH
Internal Resistance	Fully charged Battery (20°C)	12mΩ
Self-Discharge (20°C)	Capacity after 3 month Storage	95%
	Capacity after 6 month Storage	85%
	Capacity after 12 month storage	80%
Max Discharge Current (20°C)	120A(5S)	
Terminal	Standard	F6
	Optional	
Charging (Constant Voltage)	Cycle	Initial Charging Current 3.6A or smaller 14.4V~14.8V/ (20°C)
	Float	13.5V~13.8V/ (20°C)

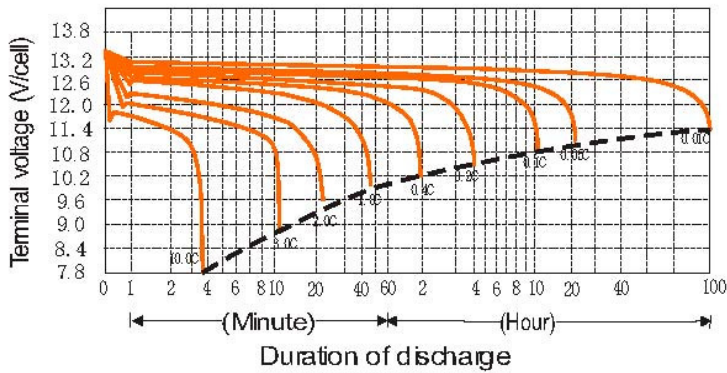
Betta Batteries 12V Battery Temperature compensation guide		
	Charging (Constant Voltage)	
Temp	Cycle	Float
20°C - 30°C	14.4V - 14.8V	13.5V - 13.8V
31°C - 40°C	14.25V - 14.65V	13.35V - 13.65V
41°C - 45°C	14.1V - 14.5V	13.2V - 13.5V

Constant Current Discharge Characteristics: Units Amperes (20°C)															
End voltage per cell	5min	15min	30min	45min	1h	2h	3h	4h	5h	6h	8h	10h	12h	20h	24h
1.60V	46.67	24.14	15.90	12.69	9.47	5.84	4.24	3.30	2.80	2.41	1.82	1.47	1.24	0.77	0.65
1.67V	45.85	23.73	15.63	12.49	9.31	5.57	4.03	3.26	2.66	2.38	1.79	1.44	1.24	0.77	0.65
1.70V	45.03	23.33	15.36	12.29	9.16	5.49	3.95	3.23	2.65	2.37	1.78	1.43	1.24	0.77	0.65
1.75V	44.24	22.93	15.08	12.09	9.00	5.28	3.84	3.15	2.56	2.31	1.75	1.41	1.23	0.77	0.65
1.80V	42.62	22.11	14.54	11.70	8.68	5.10	3.78	3.09	2.51	2.25	1.71	1.40	1.20	0.77	0.64
1.83V	41.65	21.31	14.00	11.31	8.17	4.87	3.64	2.97	2.39	2.17	1.65	1.36	1.17	0.77	0.62
1.85V	40.64	20.49	13.45	10.92	7.86	4.66	3.50	2.86	2.30	2.10	1.60	1.32	1.14	0.77	0.61

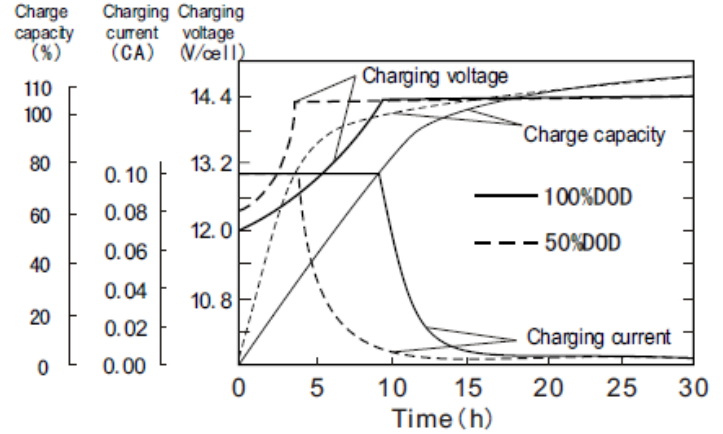
Discharge Data with Constant Power Units: Watts per cell (20°C)															
End voltage per cell	5min	15min	30min	45min	1h	2h	3h	4h	5h	6h	8h	10h	12h	20h	24h
1.60V	93.55	54.26	33.26	22.73	18.26	11.14	8.12	6.31	5.38	4.72	3.57	2.91	2.44	1.51	1.27
1.67V	89.49	51.56	31.79	22.47	18.10	10.80	7.92	6.29	5.21	4.66	3.50	2.84	2.44	1.51	1.27
1.70V	85.38	48.82	30.30	22.18	17.93	10.51	7.60	6.24	5.11	4.63	3.49	2.81	2.44	1.51	1.27
1.75V	74.56	46.10	28.20	21.92	17.67	10.16	7.42	6.15	4.98	4.56	3.42	2.79	2.44	1.51	1.27
1.80V	66.51	43.57	24.31	21.63	17.38	9.83	7.34	6.03	4.86	4.49	3.36	2.76	2.37	1.50	1.26
1.83V	62.47	41.82	22.96	21.30	17.17	9.46	7.08	5.84	4.69	4.37	3.25	2.69	2.31	1.50	1.23
1.85V	58.41	40.07	21.59	20.82	16.96	9.10	6.83	5.63	4.51	4.24	3.14	2.62	2.25	1.48	1.20



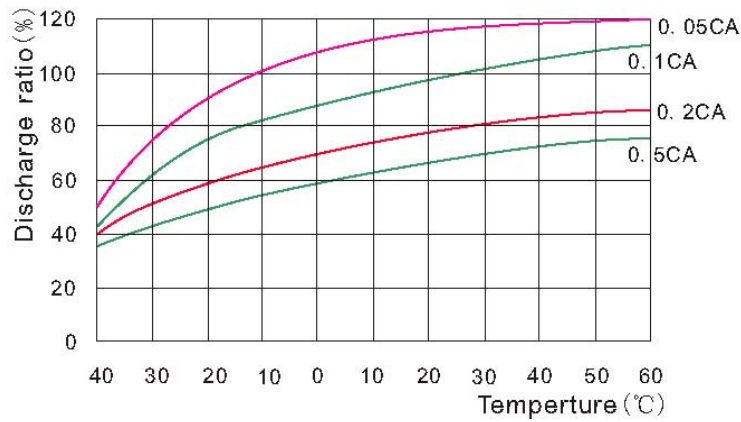
Discharge characteristics (25°C)



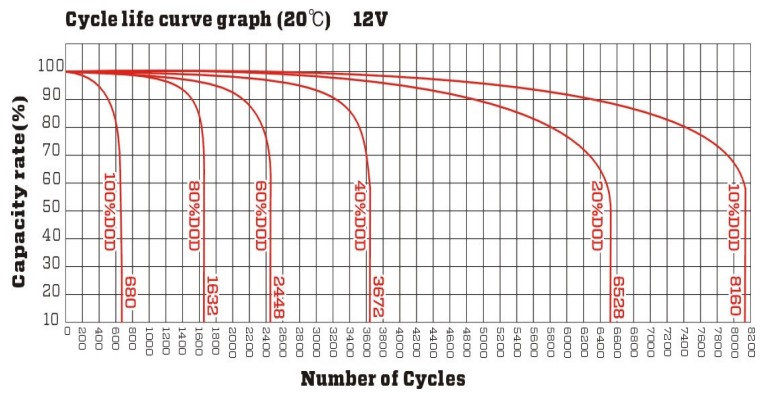
Charge Characteristics (25°C)



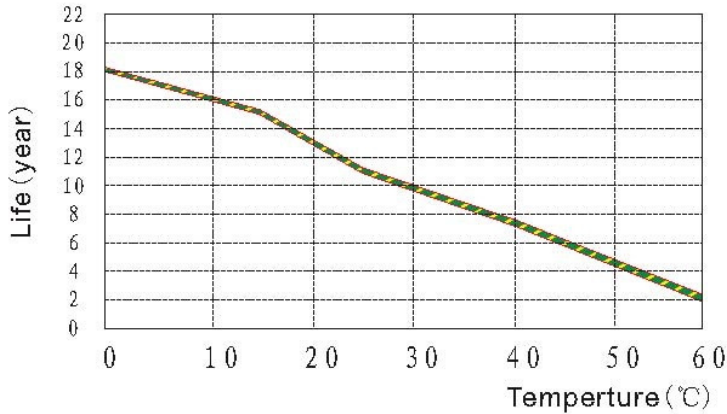
Temperature and discharge capacity



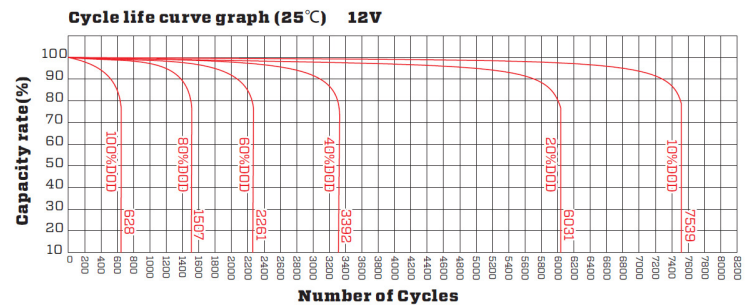
Cycle life curve graph (20°C)



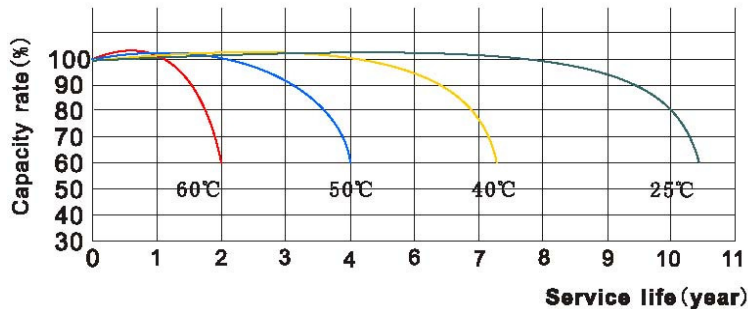
Float service life curve graph



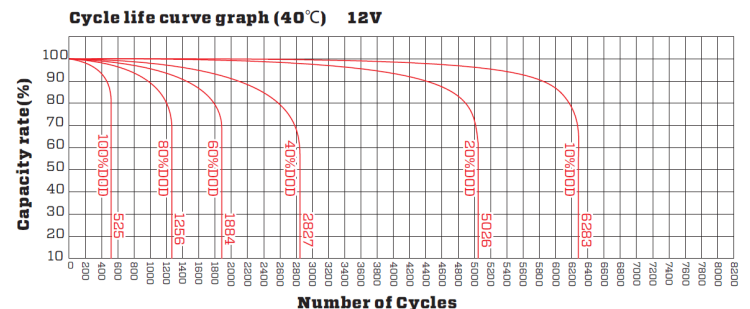
Cycle life curve graph (25°C)



Temperature and float service life



Cycle life curve graph (40°C)



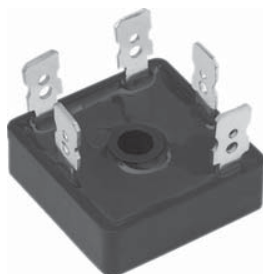
Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

## **Anexo C: Folha de especificações da ponte de díodos**

Vishay Semiconductors. (2016). “VS-26MT., VS-36MT.. Series.” Acedido em 15 de março de 2016. <http://www.vishay.com/docs/93565/vs-36mtseries.pdf>




## Three Phase Bridge (Power Modules), 25 A to 35 A



D-63

### FEATURES

- Universal, 3 way terminals: push-on, wrap around or solder
- High thermal conductivity package, electrically insulated case
- Center hole fixing
- Excellent power/volume ratio
- UL E300359 approved 
- Gold plated terminals solderable using lead (Pb)-free solder; solder alloy Sn/Ag/Cu (SAC305); solder temperature 260 °C to 275 °C
- Designed and qualified for industrial and consumer level
- Material categorization: For definitions of compliance please see [www.vishay.com/doc?99912](http://www.vishay.com/doc?99912)



RoHS  
COMPLIANT

### PRODUCT SUMMARY

$I_O$	25 A to 35 A
$V_{RRM}$	100 V to 1600 V
Package	D-63
Circuit	Three phase bridge

### DESCRIPTION

A range of extremely compact, encapsulated three phase bridge rectifiers offering efficient and reliable operation. They are intended for use in general purpose and instrumentation applications.

### MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS

SYMBOL	CHARACTERISTICS	26MT	36MT	UNITS
$I_O$		25	35	A
	$T_C$	70	60	°C
$I_{FSM}$	50 Hz	360	475	A
	60 Hz	375	500	
$I^2t$	50 Hz	635	1130	A <sup>2</sup> s
	60 Hz	580	1030	
$V_{RRM}$		100 to 1600		V
$T_J$		- 55 to 150		°C

### ELECTRICAL SPECIFICATIONS

#### VOLTAGE RATINGS

TYPE NUMBER	VOLTAGE CODE	$V_{RRM}$ , MAXIMUM REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	$V_{RSM}$ , MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	$I_{RRM}$ MAXIMUM AT $T_J$ MAXIMUM mA
VS-26MT.. VS-36MT..	10	100	150	2
	20	200	275	
	40	400	500	
	60	600	725	
	80	800	900	
	100	1000	1100	
	120	1200	1300	
	140	1400	1500	
	160	1600	1700	



FORWARD CONDUCTION							
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS			VALUES		UNITS
					26MT	36MT	
Maximum DC output current at T <sub>C</sub>	I <sub>O</sub>	120° rect. conduction angle			25	35	A
					70	60	°C
Maximum peak, one-cycle non-repetitive forward current	I <sub>FSM</sub>	t = 10 ms	No voltage reapplied	Initial T <sub>J</sub> = T <sub>J</sub> maximum	360	475	A
		t = 8.3 ms			375	500	
		t = 10 ms	100 % V <sub>RRM</sub> reapplied		300	400	
		t = 8.3 ms			314	420	
Maximum I <sup>2</sup> t for fusing	I <sup>2</sup> t	t = 10 ms	No voltage reapplied		635	1130	A <sup>2</sup> s
		t = 8.3 ms			580	1030	
		t = 10 ms	100 % V <sub>RRM</sub> reapplied		450	800	
		t = 8.3 ms			410	730	
Maximum I <sup>2</sup> √t for fusing	I <sup>2</sup> √t	I <sup>2</sup> t for time t <sub>x</sub> = I <sup>2</sup> √t x √t <sub>x</sub> ; 0.1 ≤ t <sub>x</sub> ≤ 10 ms, V <sub>RRM</sub> = 0 V			6360	11 300	A <sup>2</sup> √s
Low level of threshold voltage	V <sub>F(TO)1</sub>	(16.7 % x π x I <sub>F(AV)</sub> < I < π x I <sub>F(AV)</sub> ), T <sub>J</sub> maximum			0.88	0.86	V
High level of threshold voltage	V <sub>F(TO)2</sub>	(I > π x I <sub>F(AV)</sub> ), T <sub>J</sub> maximum			1.13	1.03	
Low level forward slope resistance	r <sub>t1</sub>	(16.7 % x π x I <sub>F(AV)</sub> < I < π x I <sub>F(AV)</sub> ), T <sub>J</sub> maximum			7.9	6.3	mΩ
High level forward slope resistance	r <sub>t2</sub>	(I > π x I <sub>F(AV)</sub> ), T <sub>J</sub> maximum			5.2	5.0	
Maximum forward voltage drop	V <sub>FM</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C, I <sub>FM</sub> = 40 Apk - per single junction			1.26	1.19	V
Maximum DC reverse current	I <sub>RRM</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C, per junction at rated V <sub>RRM</sub>			100		μA
RMS isolation voltage	V <sub>INS</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C, all terminal shorted; f = 50 Hz, t = 1 s			2700		V

THERMAL - MECHANICAL SPECIFICATIONS					
Parameter	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES		UNITS
			26MT	36MT	
Maximum junction and storage temperature range	$T_J, T_{Stg}$		- 55 to 150		$^\circ\text{C}$
Maximum thermal resistance, junction to case	$R_{thJC}$	DC operation per bridge (based on total power loss of bridge)	1.42	1.35	K/W
Maximum thermal resistance, case to heatsink	$R_{thCS}$	Mounting surface, smooth, flat and greased	0.2	0.2	
Approximate weight			20		g
Mounting torque $\pm 10\%$		Bridge to heatsink with screw M4	2.0		Nm

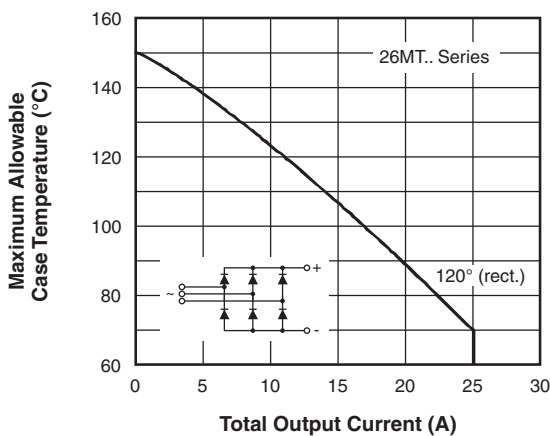


Fig. 1 - Current Ratings Characteristics

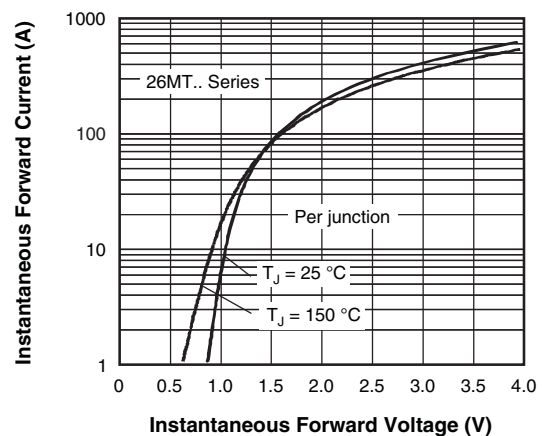


Fig. 2 - Forward Voltage Drop Characteristics

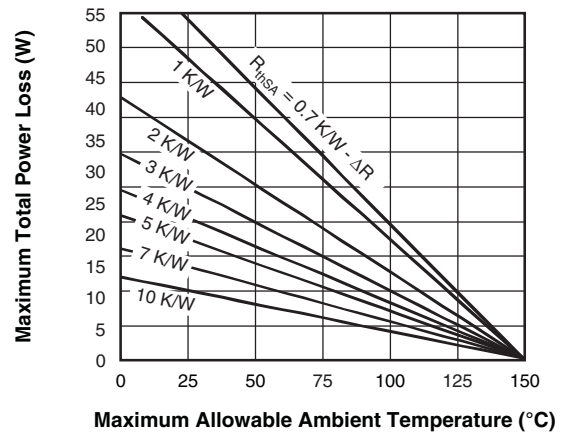
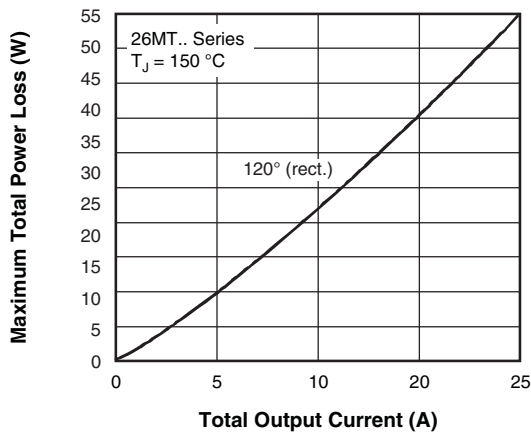


Fig. 3 - Total Power Loss Characteristics

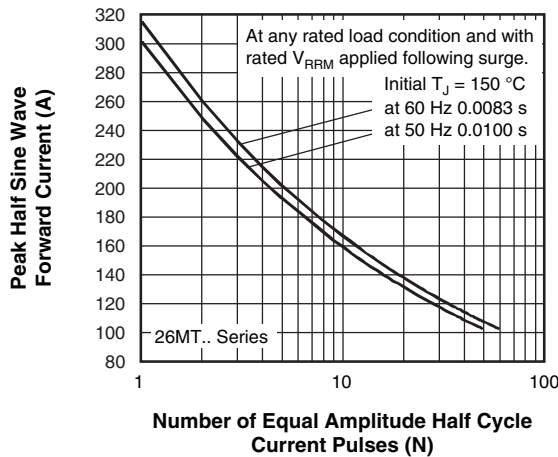


Fig. 4 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

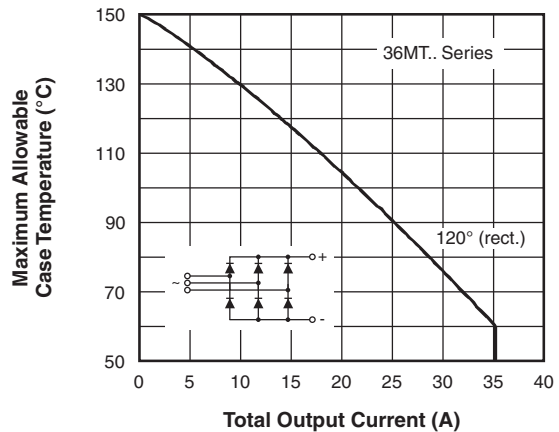


Fig. 6 - Current Ratings Characteristics

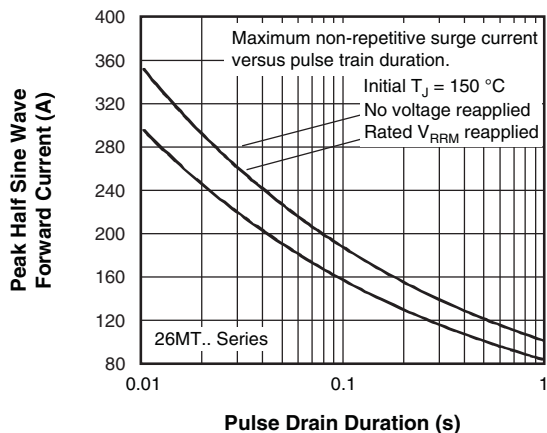


Fig. 5 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

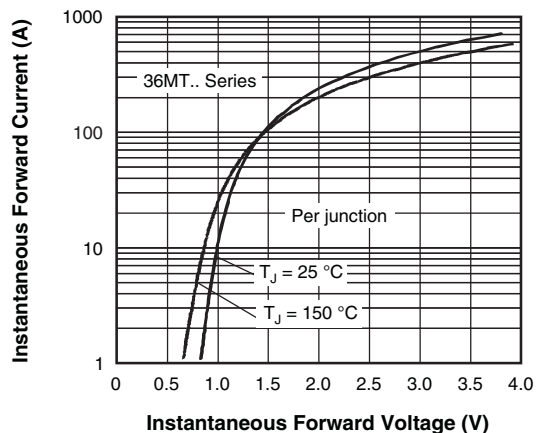


Fig. 7 - Forward Voltage Drop Characteristics

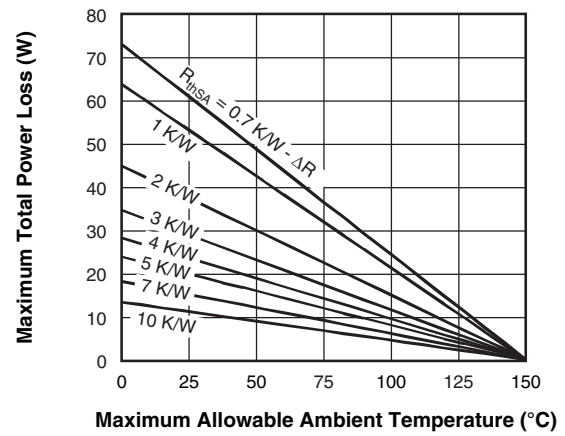
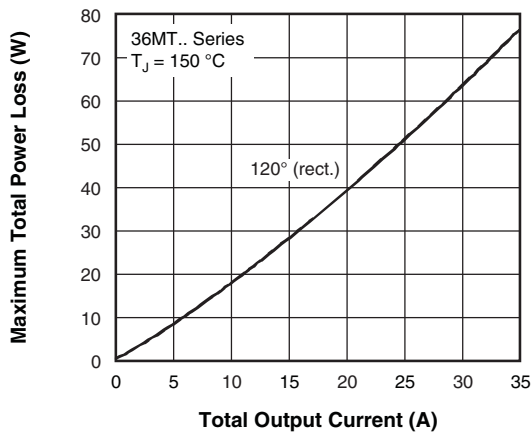


Fig. 8 - Total Power Loss Characteristics

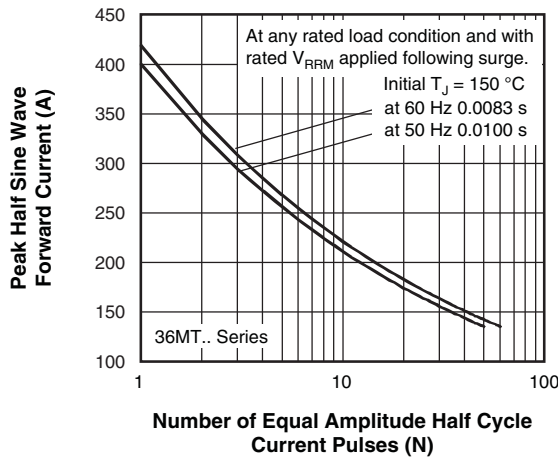


Fig. 9 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

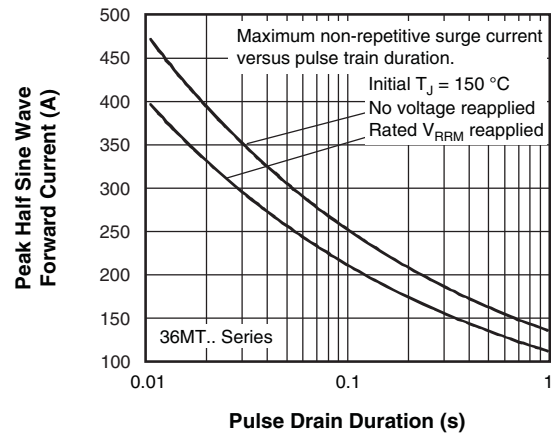


Fig. 10 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

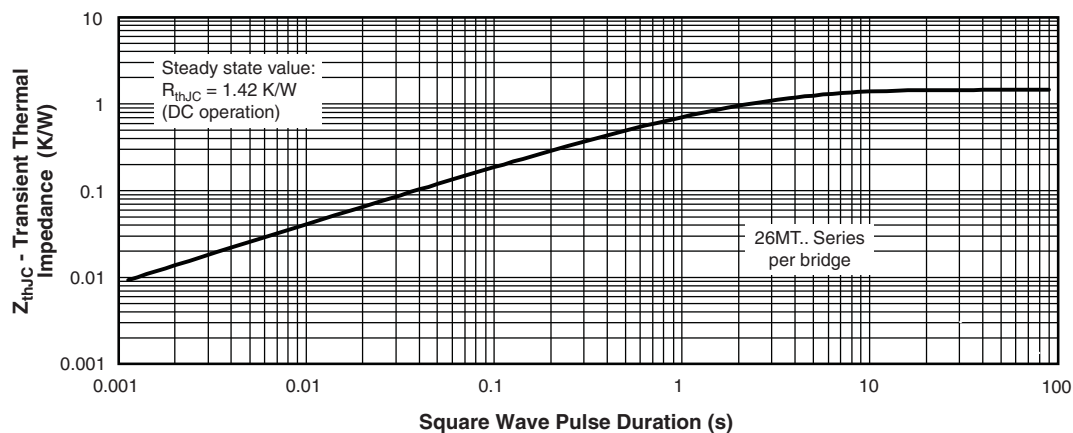
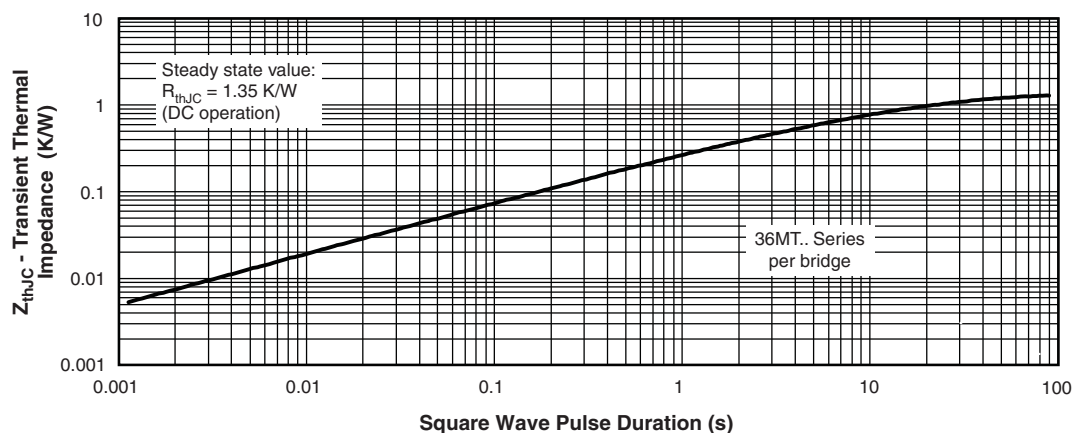


Fig. 11 - Thermal Impedance  $Z_{thJC}$  Characteristics

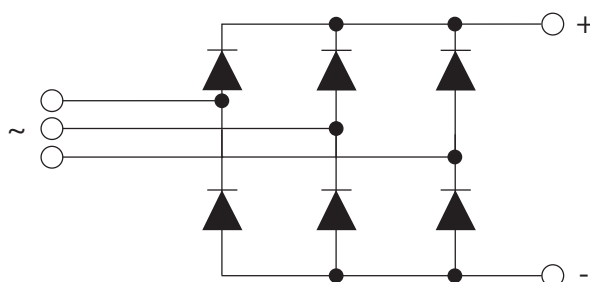

Fig. 12 - Thermal Impedance  $Z_{thJC}$  Characteristics

## ORDERING INFORMATION TABLE

Device code	VS-	36	MT	160
	①	②	③	④
①	- Vishay Semiconductors product			
②	- Current rating code			
③	- Basic part number			
④	- Voltage code x 10 = $V_{RRM}$			

26 = 25 A (average)  
 36 = 35 A (average)

## CIRCUIT CONFIGURATION

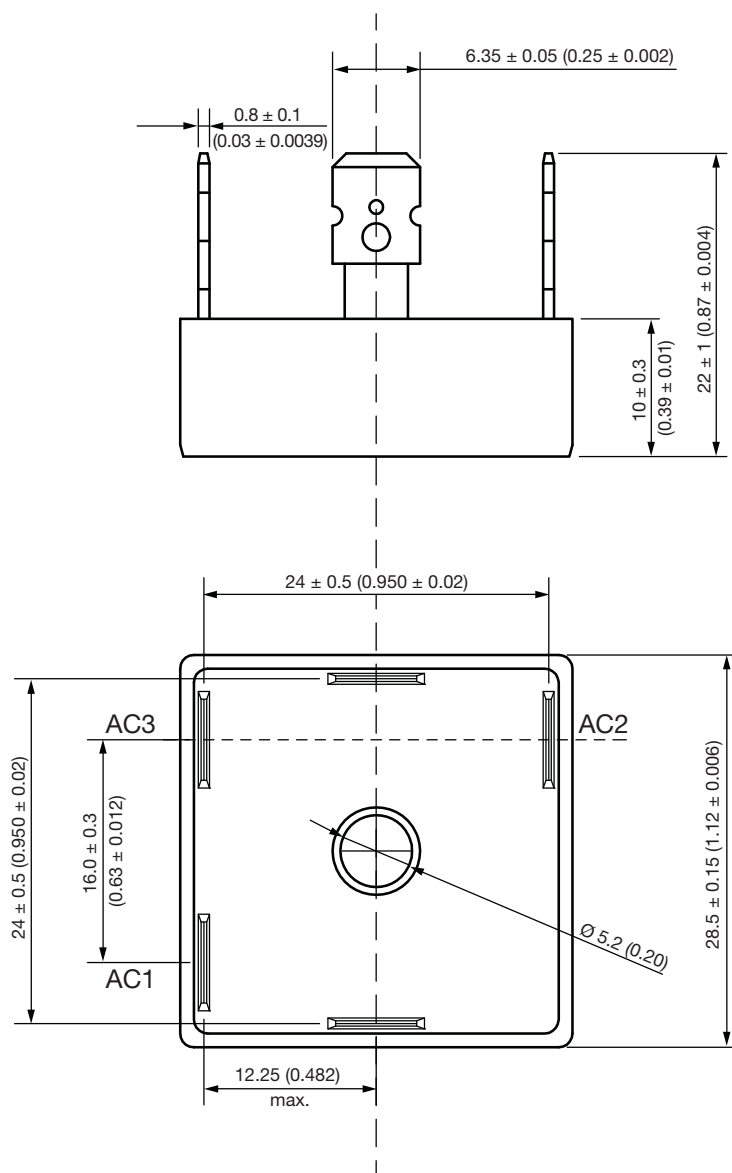


LINKS TO RELATED DOCUMENTS	
Dimensions	<a href="http://www.vishay.com/doc?95251">www.vishay.com/doc?95251</a>



**D-63**

**DIMENSIONS** in millimeters (inches)



**Not to scale**



### Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

### Material Category Policy

**Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as RoHS-Compliant fulfill the definitions and restrictions defined under Directive 2011/65/EU of The European Parliament and of the Council of June 8, 2011 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (EEE) - recast, unless otherwise specified as non-compliant.**

**Please note that some Vishay documentation may still make reference to RoHS Directive 2002/95/EC. We confirm that all the products identified as being compliant to Directive 2002/95/EC conform to Directive 2011/65/EU.**

**Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as Halogen-Free follow Halogen-Free requirements as per JEDEC JS709A standards. Please note that some Vishay documentation may still make reference to the IEC 61249-2-21 definition. We confirm that all the products identified as being compliant to IEC 61249-2-21 conform to JEDEC JS709A standards.**

# Mouser Electronics

Authorized Distributor

Click to View Pricing, Inventory, Delivery & Lifecycle Information:

[Vishay:](#)

[VS-26MT10](#) [VS-26MT100](#) [VS-26MT120](#) [VS-26MT140](#) [VS-26MT160](#) [VS-26MT20](#) [VS-26MT40](#) [VS-26MT60](#) [VS-26MT80](#) [VS-36MT10](#) [VS-36MT100](#) [VS-36MT120](#) [VS-36MT140](#) [VS-36MT160](#) [VS-36MT40](#) [VS-36MT60](#) [VS-36MT80](#) [VS-36MT20](#) [VS-94MT160KPBF](#) [VS-54MT120KPBF](#) [VS-91MT160KPBF](#) [VS-92MT120KPBF](#) [VS-94MT80KPBF](#) [VS-93MT120KPBF](#) [VS-92MT160KPBF](#) [VS-93MT160KPBF](#) [VS-94MT120KPBF](#) [VS-91MT80KPBF](#) [VS-92MT140KPBF](#) [VS-54MT160KPBF](#) [VS-54MT80KPBF](#) [VS-91MT120KPBF](#)